



Caractérisation des couplages électromagnétiques dans les réseaux filaires cuivre en vue d'optimiser les transmissions à haut débit

Sandrine Roblot

► To cite this version:

Sandrine Roblot. Caractérisation des couplages électromagnétiques dans les réseaux filaires cuivre en vue d'optimiser les transmissions à haut débit. Electromagnétisme. Université de Limoges, 2007. Français. NNT: . tel-00257975

HAL Id: tel-00257975

<https://theses.hal.science/tel-00257975>

Submitted on 20 Feb 2008

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

Copyright



UNIVERSITÉ DE LIMOGES
École Doctorale Science - Technologie – Santé
FACULTÉ des SCIENCES et TECHNIQUES
XLIM – Département "Ondes et Systèmes Associés"



Année : 2007

Thèse N° 52-2007

THESE

pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ DE LIMOGES

Discipline : Electronique des Hautes Fréquences et Optoélectronique
Spécialité : Télécommunications

Présentée et soutenue par

Sandrine ROBLOT

le 17 octobre 2007

Caractérisation des couplages électromagnétiques
dans les réseaux filaires cuivre en vue d'optimiser
les transmissions à haut débit

JURY :

Président :

Flavio CANAVERO

Professeur au Politecnico di Torino (Italie)

Rapporteurs :

Pierre DEGAUQUE

Professeur à l'Université de Lille

Françoise PALADIAN

Professeur à l'Université de Clermont-Ferrand

Examineurs :

Alain REINEIX (co-directeur de thèse)

Directeur de Recherche CNRS, XLIM Limoges

Ahmed ZEDDAM (co-directeur de thèse)

Ingénieur France Télécom Division R&D

Bernard LE FLOCH

Ingénieur France Télécom Division R&D

Remerciements

Cette thèse s'est déroulée au sein de la division Recherche & Développement de France Télécom, sur le site de Lannion. Je remercie donc France Télécom de m'avoir donné la possibilité d'effectuer ces travaux, et ce par l'intermédiaire de Monsieur Alain Vellard, responsable du CRD RESA à mon arrivée, et Monsieur Bernard Després, responsable du laboratoire FACE.

Mes travaux de thèse n'auraient pu s'achever sans leur soutenance. C'est pourquoi je remercie chacun des membres du jury de m'avoir fait l'honneur d'y être présent. Je remercie en particulier Mr Pierre Degauque et Melle Françoise Paladian pour le temps qu'ils ont consacré à lire et évaluer mon manuscrit en tant que rapporteurs de mes travaux. C'est également avec sincérité que je remercie Mr Flavio Canavero de s'être déplacé depuis l'Italie pour présider ce jury de thèse. J'associe à mes remerciements Mr Bernard le Floch pour sa participation en tant qu'examineur.

Les remerciements suivants sont destinés à mes deux co-encadrants de thèse, Monsieur Alain Reineix, directeur de recherche CNRS rattaché au laboratoire XLIM de Limoges, et Monsieur Ahmed Zeddami, responsable de l'équipe CEP au sein de France Télécom. Tous deux m'ont apporté soutien et conseils durant ces trois années de recherche et je les en remercie.

Au sein de l'université de Limoges, je remercie également Nadine Aymard pour la facilité (à mes yeux) avec laquelle elle a su gérer la distance nous séparant et m'éviter tout un tas de tracas administratifs. Pour la n^{ième} fois, merci Nadine !

Bien entendu, ce travail a été mené au sein d'une équipe, et quelle équipe ! L'URD CEP est fantastique et je souhaite à chacun d'avoir la chance de travailler dans une ambiance aussi sympathique et accueillante : Benji, Sylvain, Christophe (Tof), Gautier, Mohammed, Alain, Rolland, Fabienne, Stéphane, Rabah, Francis, Fahd, Yannick, Christophe (Totophe), Michel, Fred, Pierrot, Jean-Marc, Ahmed, José, j'ai été véritablement heureuse de passer ces trois années en votre compagnie.

Je me dois de donner une mention spéciale à Gautier, pour m'avoir supportée aussi bien au boulot qu'en mission (St-Malo et Munich me laisseront de sacrés souvenirs), de même qu'en hot-dog sur le stade d'eau-vive ou encore durant nos longues soirées...

Je ne peux non plus me passer de faire une dédicace à ma chère Fabienne, collègue de bureau du premier (ou presque) au dernier jour, partenaire de tennis et de nage à Trestraou, complice de tant de délires... Un grand merci pour tous ces moments que nous avons partagés, mais aussi pour tous tes excellents conseils, et pour tout le reste !! Merci, merci !!

Merci évidemment à mes parents pour m'avoir toujours soutenue et aimée comme ils savent si bien le faire. Papa Didou, maman Annie, merci d'avoir accueilli votre « Tanguette » à vivre à nouveau parmi vous durant cette thèse.

Merci aussi à mon frère, Totophe, le plus exceptionnel des petits frères ! Un immense merci pour la précieuse aide que tu m'as apportée pendant mes derniers mois de thèse !

Enfin, merci à toi Jean-Phi, mon Gersoix préféré...

Sommaire

INTRODUCTION GENERALE	1
-----------------------------	---

CHAPITRE 1

COMPATIBILITE ELECTROMAGNETIQUE DES RESEAUX

FILAIRES A HAUT DEBIT

1.1) INTRODUCTION	5
1.2) ORGANISATION DU RESEAU FRANCE TELECOM	6
1.2.1) <i>Le réseau interurbain</i>	6
1.2.2) <i>Le réseau local, ou boucle locale</i>	6
1.2.3) <i>L'installation terminale du client</i>	7
1.3) ENVIRONNEMENT ELECTROMAGNETIQUE DES RESEAUX FILAIRES	8
1.3.1) <i>Sources de bruit naturel</i>	8
1.3.1.1) Champ magnétique au sol et orages magnétiques	8
1.3.1.2) Champ électrique de beau temps	9
1.3.1.3) Activité orageuse, ou foudre.....	10
1.3.1.4) Bruit atmosphérique	11
1.3.1.5) Courants et champs telluriques.....	11
1.3.1.6) Bruit cosmique	11
1.3.1.7) Conclusion sur les sources de bruit naturel	11
1.3.2) <i>Sources de bruit industriel</i>	12
1.3.2.1) Sources de bruit externe	12
1.3.2.1.1) Effet couronne des lignes haute tension d'EDF	12
1.3.2.1.2) Interférences radioélectriques.....	13
1.3.2.1.3) Appareils électriques domestiques	13
1.3.2.2) Sources de bruit interne.....	14
1.3.3) <i>Synthèse</i>	14
1.4) CARACTERISATION DES COUPLAGES DANS LES RESEAUX FILAIRES	15
1.4.1) <i>Couplage par impédance commune</i>	15
1.4.2) <i>Couplage conducteur à plan de masse</i>	16
1.4.3) <i>Couplage d'un champ électrique avec un conducteur</i>	16
1.4.4) <i>Couplage d'un champ magnétique avec une boucle</i>	17
1.4.5) <i>Couplage par diaphonie inductive</i>	19
1.4.5.1) Description	19
1.4.5.2) Diaphonie inductive de mode différentiel	19
1.4.5.3) Diaphonie inductive de mode commun	20
1.4.6) <i>Couplage par diaphonie capacitive</i>	20

1.4.6.1) Description	20
1.4.6.2) Couplage capacitif de mode différentiel	21
1.4.6.3) Couplage capacitif de mode commun	21
1.4.7 Bilan sur les couplages.....	21
1.5) LES TRANSMISSIONS xDSL	22
1.5.1) Origine et Intérêt.....	22
1.5.2) SDSL.....	23
1.5.3) ADSL, ADSL Lite, RADSL, ADSL2, ADSL2+	23
1.5.4) VDSL.....	24
1.5.5) VDSL2	25
1.5.6) Comparatif des différentes technologies xDSL	26
1.6) LE CANAL DE TRANSMISSION A PAIRE TORSADÉE	27
1.6.1) Description physique de la paire téléphonique	27
1.6.2) Caractéristiques électriques.....	29
1.6.3) Imperfections du canal à paire torsadée.....	30
1.6.3.1) Atténuation linéique	30
1.6.3.2) Vitesse de propagation	31
1.6.3.3) Désadaptation à l'impédance caractéristique : réflexions et échos.....	32
1.6.3.4) La diaphonie.....	33
1.7) CONCLUSION.....	34

CHAPITRE 2

ETUDE DE LA DIAPHONIE DANS LES RESEAUX MULTIFILAIRES PAR LA THEORIE DES LIGNES DE TRANSMISSION

2.1) INTRODUCTION	35
2.2) CARACTERISTIQUES DE LA PROPAGATION SUR LIGNE MULTIFILAIRE PAR LA THEORIE DES LIGNES DE TRANSMISSION	35
2.2.1) Hypothèses faites par la théorie des lignes de transmission	36
2.2.2) Equations des télégraphistes.....	37
2.2.3) Résolution des équations des lignes	39
2.2.3.1) Formalisme des variables d'état.....	39
2.2.3.2) Prise en compte des conditions aux limites	41
2.2.3.3) Solution générale.....	41
2.3) MODELISATION DES RESEAUX COMPLEXES PAR UNE APPROCHE TOPOLOGIQUE	42
2.3.1) Modélisation du réseau local	42
2.3.2) Prise en compte du blindage par les paramètres linéiques de la ligne	45
2.3.3) Modélisation des câbles multiconducteurs à l'aide de la notion de conducteur équivalent.....	45
2.3.3.1) Principe du conducteur équivalent	46
2.3.3.2) Détermination théorique des paramètres linéiques du conducteur équivalent	47
2.3.3.3) Exemple d'un câble 14 paires de la boucle locale.....	47

2.3.4) Modélisation du torsadage des conducteurs	49
2.4) CARACTERISATION DE LA DIAPHONIE	51
2.4.1) Mise en évidence de la diaphonie sur une ligne composée de quatre conducteurs.....	51
2.4.1.1) Principe de mesure des niveaux de para- et télé- diaphonie	52
2.4.1.2) Résultats temporels	53
2.4.1.3) Résultats fréquentiels	54
2.4.2) Contribution de diaphonie d'une paire sur ses voisines.....	55
2.4.3) Contribution de diaphonie des paires d'un câble sur une paire spécifique.....	56
2.5) CONCLUSION.....	59

CHAPITRE 3

REDUCTION DE LA DIAPHONIE PAR ADAPTATION ET ALIMENTATION PARTICULIERES DES LIGNES

3.1) INTRODUCTION	61
3.2) ADAPTATION DES LIGNES MULTIFILAIRES	61
3.2.1) Impédance caractéristique d'une Ligne MultiConducteurs (LMC).....	62
3.2.2) Adaptation d'une LMC par réseau d'adaptation en π	62
3.2.2.1) Formulation générale.....	62
3.2.2.2) Application au cas d'une ligne à deux conducteurs	64
3.2.2.3) Application au cas d'une ligne à quatre conducteurs	66
3.2.4) Simulations numériques	68
3.2.4.1) Description de la ligne.....	68
3.2.4.2) Configurations étudiées.....	69
3.2.4.2.1) Terminaison des paires sur les impédances de dispositifs rencontrés dans une configuration réelle : configuration 1	70
3.2.4.2.2) Adaptation des extrémités par des réseaux en π : configuration 2.....	70
3.2.4.3) Résultats	70
3.3) ALIMENTATION AUXILIAIRE POUR ELIMINER LE COUPLAGE DIAPHONIQUE	72
3.3.1) Source auxiliaire	72
3.3.2) Simulations numériques	74
3.3.2.1) Description de la ligne.....	74
3.3.2.2) Configuration étudiée : configuration 3.....	74
3.3.2.3) Résultats	74
3.4) MISE EN ŒUVRE DE LA METHODE DANS LE CAS OU CHAQUE PAIRE TRANSMET UN SIGNAL UTILE.....	77
3.4.1) Caractéristiques de la ligne	77
3.4.1.1) Description physique.....	77
3.4.1.2) Paramètres linéiques.....	77
3.4.1.3) matrice impédance caractéristique de la ligne	78
3.4.1.4) Résistances des réseaux d'adaptation en π	78
3.4.2) Transmission d'un signal sur une seule des deux paires	78
3.4.2.1) Configurations étudiées.....	78

3.4.2.2) Résultats temporels	79
3.4.2.3) Résultats fréquentiels	79
3.4.3) <i>Transmission d'un signal sur chacune des paires</i>	80
3.5) QUANTIFICATION DE L'AMELIORATION APPORTEE DANS LE CAS D'UNE TRANSMISSION xDSL	82
3.5.1) <i>Mesures sur une liaison ADSL2+</i>	82
3.5.1.1) Principe expérimental.....	82
3.5.1.2) Paramètres relevés.....	83
3.5.1.3) Résultats	84
3.5.2) <i>Application au cas d'une transmission VDSL</i>	84
3.5.2.1) Principe	85
3.5.2.2) Paramètres relevés.....	85
3.5.2.3) Résultats	85
3.5.3) <i>Synthèse des résultats</i>	86
3.6) CONCLUSION.....	87

CHAPITRE 4

REDUCTION DE LA DIAPHONIE PAR TRANSFORMATION MODALE

4.1) INTRODUCTION	89
4.2) TRANSMISSION MODALE DES SIGNAUX	89
4.2.1) <i>Transformation modale appliquée aux équations des lignes</i>	89
4.2.1.1) Changement de variable	90
4.2.1.2) Diagonalisation du système	90
4.2.1.3) Détermination des matrices des vecteurs propres.....	91
4.2.2) <i>Transmission de signaux suivant les modes propres de propagation de la ligne</i>	92
4.2.3) <i>Découplage des équations des lignes paire à paire</i>	93
4.3) MISE EN ŒUVRE SUR UNE LIGNE COMPOSEE DE QUATRE CONDUCTEURS.....	95
4.3.1) <i>Caractéristiques de la ligne étudiée</i>	95
4.3.1.1) Description physique.....	95
4.3.1.2) Caractéristiques de la transmission.....	96
4.3.1.3) Modes propres de propagation de la ligne.....	96
4.3.2) <i>Simulations numériques</i>	98
4.2.2.1) Configuration 1	98
2.2.2) Configuration 2	99
4.2.2.3) Résultats	99
4.3.3) <i>Quantification de l'amélioration apportée dans le cas d'une liaison VDSL</i>	101
4.4) CONTRAINTES DE MISE EN ŒUVRE DE LA METHODE DANS LE RESEAU EXISTANT	101
4.5) CONCLUSION.....	103

CHAPITRE 5

AMELIORATION DE LA FONCTION DE TRANSFERT DU RESEAU ELECTRIQUE DOMESTIQUE

5.1) INTRODUCTION	105
5.2) LA TECHNOLOGIE CPL.....	106
5.2.1) <i>PLC Outdoor (ou Access)</i>	106
5.2.2) <i>PLC Indoor</i>	107
5.2.3) <i>Fonctionnement des technologies PLC indoor</i>	108
5.2.3.1) Couplage du signal haute fréquence sur le réseau électrique.....	108
5.2.3.2) Modulation des données	109
5.2.3.3) Spectre des offres CPL	109
5.3) MODELISATION DE LA FONCTION DE TRANSFERT DU CANAL CPL.....	110
5.3.1) <i>Modélisation d'une chaîne de transmission multi tronçons</i>	110
5.3.2) <i>Estimation par l'approche MTL (Multiconductor Transmission Line)</i>	111
5.3.2.1) Formulation.....	111
5.3.2.2) Application.....	113
5.3.3) <i>Modélisation de la fonction de transfert par le code de calcul RESLINE</i>	114
5.3.3.1) Paramètres linéiques mesurés.....	114
5.3.3.2) Paramètres linéiques calculés	115
5.3.3.3) Fonction de transfert.....	116
5.3.4) <i>Comparaison entre RESLINE et MTL dans le cas d'un réseau simple</i>	116
5.3.5) <i>Validation expérimentale de l'approche RESLINE sur un circuit existant</i>	118
5.4) ETUDE PARAMETRIQUE DE LA FONCTION DE TRANSFERT DU RESEAU ELECTRIQUE DOMESTIQUE.....	120
5.4.1) <i>Mise en évidence des fluctuations de la fonction de transfert suivant le branchement des prises ..</i>	121
5.4.2) <i>Cas de prises non utilisées</i>	122
5.4.3) <i>Cas de prises utilisées</i>	125
5.4.4) <i>Réalisation pratique</i>	128
5.5) CONCLUSION.....	130
 CONCLUSION GENERALE ET PERSPECTIVES.....	 133
 LISTE DES CONTRIBUTIONS	 137
 BIBLIOGRAPHIE	 139
 ANNEXE 1	 147
 ANNEXE 2	 149

Introduction générale

Il y a une quinzaine d'années naissait le Web, par un simple partage de fichiers entre les chercheurs du CERN (Conseil Européen pour la Recherche Nucléaire) de Genève et ceux de l'université de Stanford (Etats-Unis). Le premier navigateur fut mis en place en décembre 1993, permettant au web de se développer. Si à ces débuts l'on comptait 623 sites web, l'outil s'est depuis largement démocratisé et ils sont aujourd'hui près de 90 millions à constituer la toile.

Cette fulgurante expansion d'Internet s'est associée à la multiplication d'applications multimédias, de plus en plus gourmandes en débit. Citons par exemple le transfert de fichiers audio puis vidéo, la télévision par internet, la visioconférence, etc.

Pour répondre à cette demande toujours croissante de communications à haut débit, France Télécom a déployé durant les deux dernières décennies les systèmes de transmission xDSL (x Digital Subscriber Line) et s'est positionné plus récemment sur le marché des CPL (Courants Porteurs en ligne) dans l'habitat.

Les techniques xDSL ont la particularité de véhiculer l'information sur l'infrastructure cuivrée existante, ce qui constitue un moyen économique et immédiat pour offrir au plus grand nombre l'accès aux hauts débits en attendant le déploiement massif de la fibre optique jusque chez le client.

Les systèmes CPL quant à eux, permettent à tout client disposant d'un accès à haut débit, de constituer un réseau local à haut débit sur l'infrastructure électrique de son habitation.

Ces deux techniques présentent donc l'avantage d'optimiser l'utilisation de réseaux existants et accessibles à tous. Cependant, les supports filaires utilisés par ces deux types de systèmes n'étaient pas destinés à l'origine pour la transmission d'informations à haut débit. En effet, la paire de cuivre était initialement conçue pour la téléphonie (POTS : Plain Old Telephone Service) et était alors exploitée à une fréquence maximale de 4 kHz. De même, les câbles du réseau électrique basse tension étaient jusqu'ici utilisés uniquement pour l'alimentation en énergie des appareils domestiques, à une fréquence de 50 Hz.

L'utilisation de ces supports filaires cuivrés à des fréquences plus importantes impose des limitations aux performances des systèmes xDSL et CPL. En effet, les conducteurs cuivrés présentent un affaiblissement qui augmente avec la fréquence, et sont très sensibles aux perturbations électromagnétiques. Du fait de l'environnement varié dans lequel ils sont utilisés, des problèmes de Compatibilité Electromagnétique (CEM) viennent en effet dégrader la qualité des transmissions à haut débit sur support cuivré. Ces perturbations surviennent par le biais de bruits extérieurs intentionnels ou involontaires, mais peuvent également trouver leur origine à l'intérieur même des réseaux filaires, par couplage diaphonique des différents conducteurs.

Le travail présenté dans cette thèse traite des problèmes de compatibilité électromagnétique dans les réseaux filaires supports de transmissions à haut débit. Deux aspects sont étudiés :

- l'amélioration des performances des systèmes xDSL par réduction du couplage diaphonique au sein des câbles de télécommunications,
- l'amélioration des performances des systèmes CPL par optimisation de la fonction de transfert du réseau électrique domestique.

Dans le premier chapitre, nous présentons le réseau de France Télécom et plus particulièrement la boucle locale, support des transmissions xDSL. Nous décrivons également l'environnement électromagnétique des réseaux filaires quels qu'ils soient, et les différents modes de couplages pouvant intervenir dans ces réseaux cuivrés. Nous introduisons alors les technologies xDSL les plus récentes et explicitons les caractéristiques électriques du média utilisé, à savoir la paire cuivrée.

Le deuxième chapitre décrit l'outil de simulation que nous mettons en œuvre tout au long de ce travail. Ce code est basé sur le formalisme de la théorie des lignes de transmission et sa mise en œuvre nous permet également de définir des techniques nouvelles d'optimisation des transmissions à haut débit. Nous y explicitons la modélisation des systèmes multifilaires par la théorie des lignes, en décrivant successivement la prise en compte des torsades, des blindages et des topologies de raccordement. Ces techniques sont appliquées au cas d'un câble de télécommunications de la boucle locale afin de mettre en évidence le phénomène de diaphonie.

Le troisième chapitre traite de la réduction de la diaphonie dans les câbles de télécommunications de la boucle locale. Une méthode innovante est proposée, basée sur l'adaptation des extrémités de la ligne et sur une injection spécifique des signaux.

L'approche que nous utilisons consiste à considérer que s'il existe de la diaphonie sur une ligne, il est dans un premier temps nécessaire de limiter sa propagation afin que le phénomène ne s'amplifie pas avec le temps. Pour cela, nous proposons d'éliminer les réflexions aux extrémités des lignes de transmission, et d'annuler le couplage diaphonique se produisant au niveau du générateur. Des simulations réalisées sur des câbles blindés et non blindés viennent illustrer les avantages de la méthode, en quantifiant en particulier l'amélioration apportée en termes de débit et portée sur des liaisons ADSL2+ et VDSL.

Dans le quatrième chapitre, nous présentons une seconde méthode de réduction de la diaphonie, au sein des câbles multiconducteurs afin d'optimiser les liaisons de tous les clients raccordés à un même toron de câbles. Pour cela, il apparaît alors intéressant de transmettre les signaux suivant une combinaison des modes propres de propagation de la ligne, puisque dans ces conditions, chaque paire est en mesure de transmettre un signal sans être perturbée par les paires voisines. Cette méthode permet d'étendre le concept de découplage des équations des lignes, afin de découpler celles-ci non conducteur à conducteur mais paire à paire.

Pour illustrer les avantages de la méthode, nous présentons les résultats de simulations obtenus par application de cette technique en termes de diaphonie, gain en débit et portée sur une liaison VDSL.

Le cinquième chapitre quant à lui traite des transmissions à haut débit sur le réseau électrique domestique et plus particulièrement sur l'optimisation de la fonction de transfert de ce média. Nous présentons en ce sens une modélisation de ce réseau par la théorie des lignes de transmission. Des mesures de fonction de transfert réalisées sur une installation existante sont comparées aux résultats de simulations utilisant cette modélisation. L'approche validée, une méthode originale d'amélioration des performances des systèmes CPL est alors présentée. Cette technique consiste à optimiser la fonction de transfert du réseau électrique domestique par l'utilisation d'un dispositif spécifique au niveau des prises électriques. Des résultats de simulations viennent illustrer cette amélioration.

Enfin, une conclusion générale résume les principales contributions de ce travail portant essentiellement sur l'optimisation des communications sur support cuivré. Quelques perspectives à ce travail sont ensuite présentées.

Chapitre 1

Compatibilité électromagnétique des réseaux filaires à haut débit

1.1) Introduction

Les technologies xDSL (Digital Subscriber Line) sont la solution immédiate à l'accès aux hauts débits pour tout abonné à la téléphonie classique. Leur particularité est en effet d'utiliser le réseau cuivré existant, initialement conçu pour la transmission de la parole.

En complément, les systèmes CPL (Courants Porteurs en Ligne) permettent de réaliser des réseaux à haut débit au sein des habitations, en utilisant le réseau électrique basse tension.

Ces deux techniques présentent l'avantage de ne pas nécessiter d'installation supplémentaire, ce qui constitue un intérêt financier et pratique. Néanmoins, ces réseaux filaires sont particulièrement sensibles aux perturbations électromagnétiques.

En effet, en raison de l'environnement varié du réseau de télécommunications, des problèmes de Compatibilité Electromagnétique (CEM) viennent dégrader la qualité des transmissions haut débit. Ceci se produit par différentes formes de couplages des perturbateurs, qu'ils soient d'origine naturelle ou artificielle, intentionnels ou non.

D'autre part, quel que soit cet environnement électromagnétique, le support de transmission ne présente pas lui-même des caractéristiques électriques idéales. En effet, la coexistence dans un même câble de multiples systèmes de transmission entraîne des problèmes de diaphonie qui se caractérisent par la génération de bruit stationnaire sur une paire lorsque les paires voisines véhiculent également des signaux.

Force est de constater que la transmission des hauts débits sur support filaire est sujette à de sérieux problèmes de compatibilité électromagnétique. C'est ce que nous tâchons de définir clairement dans ce premier chapitre.

Pour cela, nous présentons dans un premier temps le réseau France Télécom tel qu'il se présente aujourd'hui. Nous établissons alors un état des lieux des perturbateurs électromagnétiques non intentionnels les plus significatifs pour la transmission sur réseau filaire. Ensuite, une section est dédiée à la description des différents modes de couplages de ces perturbateurs sur les réseaux filaires, ainsi que des techniques d'immunité actuellement mises en œuvre au sein des câbles (blindage, torsadage, etc.).

L'environnement électromagnétique des divers réseaux filaires défini, nous orientons alors ce premier chapitre sur une présentation des liaisons xDSL ainsi que d'une description précise de la paire torsadée, support de ces transmissions haut débit.

1.2) Organisation du réseau France Télécom

L'organisation du Réseau Téléphonique Commuté (RTC) repose sur un découpage du territoire permettant de distinguer les deux grands sous-ensembles du réseau que sont le *réseau local* et le *réseau interurbain* [PUJ95].

1.2.1) Le réseau interurbain

Le réseau interurbain, ou réseau national [CAS93], est constitué de liaisons terrestres par câbles coaxiaux, faisceaux hertziens et par câbles à fibres optiques, ces derniers devenant le principal support des liaisons longue distance. Il utilise aussi les satellites de télécommunications en secours des liaisons outre-mer en fibre optique.

Le réseau national se prolonge par des liaisons internationales, utilisant des supports terrestres avec les pays proches, sous marins et par satellites internationaux pour les liaisons intercontinentales.

1.2.2) Le réseau local, ou boucle locale

L'importance du réseau local réside dans le fait qu'il représente le point d'accès de tous les abonnés et clients aux services de télécommunications, par le biais d'un réseau étoilé autour des Centres Locaux et Centres à Autonomie d'Acheminement [PTT82].

La boucle locale est constituée pour l'essentiel de câbles comportant une paire de fils de cuivre par abonné et des équipements de raccordement ; elle est parfois réalisée en technique hertzienne, dans les zones d'accès difficiles. Pour faire face aux besoins grandissants des clients professionnels, des réseaux de distribution à fibres optiques sont également mis en place pour le raccordement de centraux d'entreprises, de réseaux informatiques et de liaisons spécialisées numériques.

Depuis le centre local jusqu'à l'abonné, les câbles sont divisés progressivement en câbles de plus faible capacité par le biais de Sous Répartiteurs (SR) et Points de Concentration (PC), à partir desquels les câbles de branchement réalisent la jonction finale jusqu'à l'habitation de l'abonné.

La figure I.1 représente la boucle locale dans sa partie la plus basse, à savoir des centres locaux jusqu'aux réglottes de l'abonné.

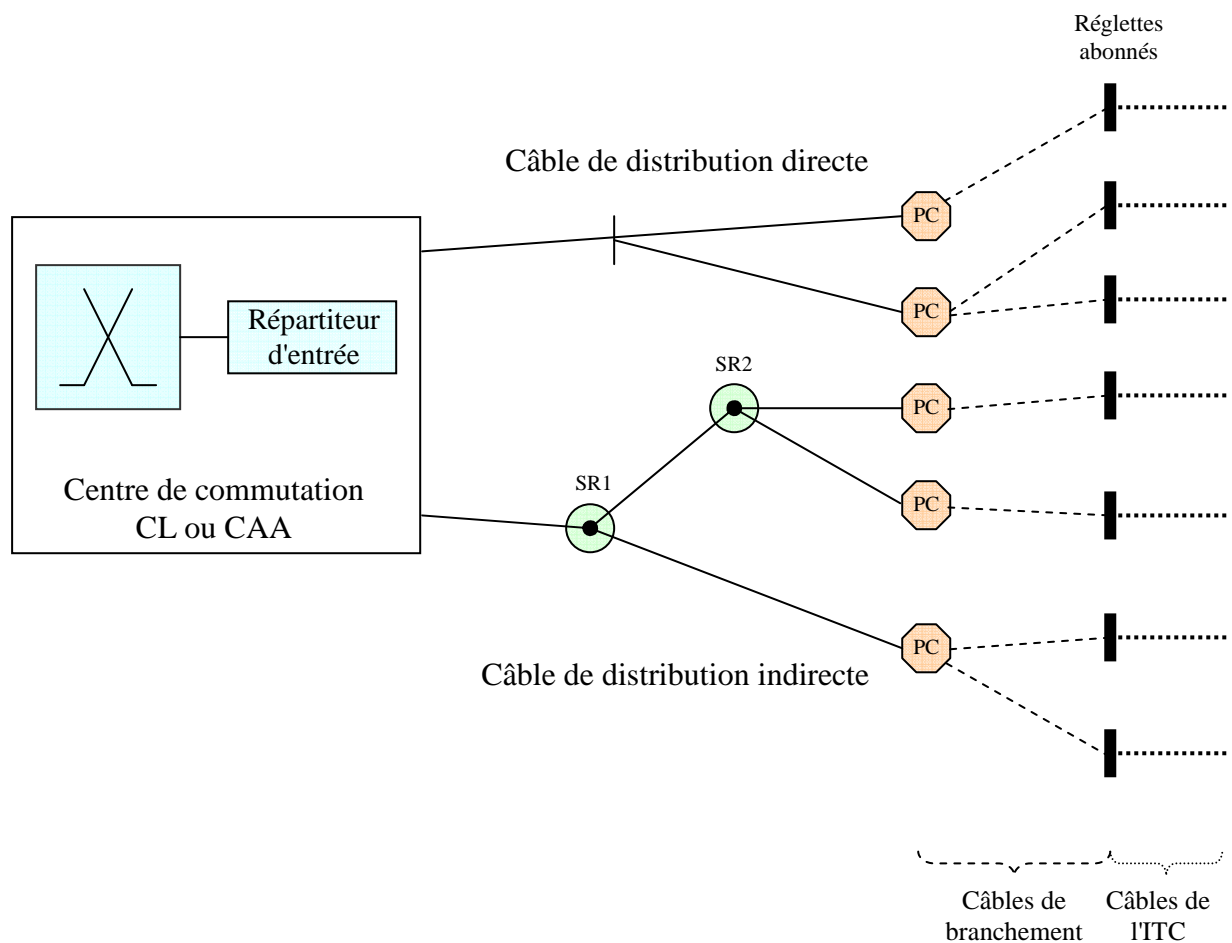


Figure I.1 - Organisation de la partie basse du réseau local

Dans le cadre de ce travail, nous nous intéressons uniquement au réseau local, ou boucle locale, support filaire des transmissions haut débit.

1.2.3) L'installation terminale du client

L'Installation Terminale du Client est, comme son nom le suggère, la partie du réseau de télécommunications câblée à l'intérieur des habitations [TAR98], précisément entre la réglette d'abonné et les différents terminaux. La longueur maximale de l'ITC est de 130 m.

Nous ne présentons pas davantage l'ITC puisque cette portion du réseau est de type privé et ne fait par conséquent pas partie du réseau téléphonique de France Télécom.

1.3) Environnement électromagnétique des réseaux filaires

L'environnement électromagnétique à prendre en compte pour traiter de la compatibilité électromagnétique est très vaste [LEP98] et ne présente pas de limites absolument fixées. En effet, les systèmes et les technologies évoluant, les amplitudes et bandes spectrales à considérer ne sont plus les mêmes qu'autrefois. De ce fait, afin de caractériser la vulnérabilité des systèmes, des sources de bruit autrefois inexistantes ou négligeables doivent à présent être prises en compte.

Ces sources de bruit sont généralement divisées en deux catégories [DEG90] : le bruit naturel, provenant par exemple d'orages lointains, des courants telluriques ou d'origine cosmique, et le bruit industriel, lié aux activités humaines. Nous énonçons ici ces principales sources de bruit, en les décrivant brièvement et en donnant à titre comparatif les valeurs des champs électriques ou magnétiques qui leur sont associés.

1.3.1) Sources de bruit naturel

Même si nous n'y sommes pas directement sensibles, nous sommes soumis à des champs électriques et magnétiques naturels permanents. Ceux-ci sont perturbés ou régénérés par des flux de particules solaires ou cosmiques, et plus près de nous par l'activité orageuse.

1.3.1.1) *Champ magnétique au sol et orages magnétiques*

Le champ magnétique terrestre est, jusqu'à quatre rayons terrestres du globe, assimilable à celui que créerait un dipôle magnétique [MAN98] placé à l'intérieur du globe (figure I.2). Ses pôles magnétiques passent actuellement par un point situé au Canada (pôle Sud magnétique) et par un autre situé dans l'une des régions les plus occidentales de l'océan Arctique, la Terre de Marie Byrd (pôle Nord magnétique).

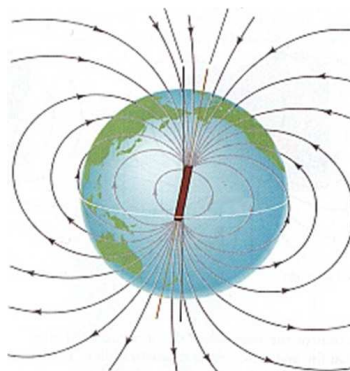


Figure I.2 - Le champ géomagnétique, assimilable à celui d'un dipôle

La valeur de l'induction magnétique terrestre relevée à la surface du globe est maximale au niveau des pôles, où elle atteint des valeurs allant jusque 0.067 mT, et décroît en se rapprochant de l'équateur, où elle avoisine les 0.030 mT. A titre informatif, l'induction géomagnétique relevée à Paris atteint 0.046 mT.

Ces valeurs ne sont néanmoins pas figées. En effet, le champ géomagnétique évolue dans le temps à cause certes des changements au sein même du noyau terrestre, mais, à notre échelle, surtout sous l'influence des courants électriques se trouvant dans la haute atmosphère.

Pour expliquer cela, il convient de noter qu'à une distance dépassant les quatre rayons terrestres, l'allure du champ géomagnétique n'est plus véritablement assimilable à celle d'un dipôle. Ou du moins ce champ dipolaire est fortement perturbé par le vent solaire, correspondant à la projection solaire d'une très grande quantité de particules ionisées à travers l'espace. Au contact de ce vent solaire, le champ magnétique terrestre est comprimé du côté du soleil. Les particules solaires compriment à tel point la magnétosphère (zone d'influence du champ géomagnétique) qu'il arrive que cela engendre un changement brutal du champ magnétique terrestre, c'est l'orage magnétique. Ce phénomène a pour conséquence directe la création des aurores boréales et australes, mais surtout de multiplier parfois par deux la valeur du champ géomagnétique en certains endroits, durant quelques heures.

1.3.1.2) Champ électrique de beau temps

La basse atmosphère terrestre est conductrice, et ce à cause de l'effet conjugué des rayonnements cosmiques, des rayons X et UV solaires, mais aussi de la décomposition des matériaux radioactifs présents à la surface de la Terre.

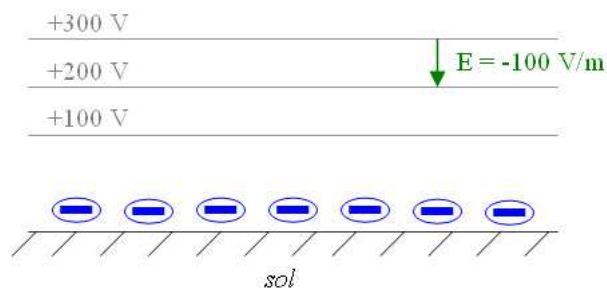


Figure I.3 - Le champ électrique de beau temps

Suivant l'altitude à laquelle on se situe, la latitude, l'heure, la saison, l'activité solaire et d'autres paramètres encore, la contribution en particules ionisées de chacun de ces phénomènes varie, et dans le même temps fait évoluer la conductivité de l'air. Il est néanmoins possible de déterminer une valeur de la résistance de l'atmosphère, en effectuant l'intégration de cette conductivité entre le sol et l'ionosphère (environ 100 km).

Ainsi, en supposant une couche électriquement chargée à environ 100 km d'altitude, la connaissance de la résistance de l'air se concrétise par une densité de courant entre cette couche fictive et la Terre. Cette densité de courant est accompagnée d'un champ électrique, décroissant avec l'altitude et dirigé vers le sol (figure I.3), de l'ordre de 100 V/m au sol.

La dénomination de ce champ électrique provient du phénomène qui lui est complémentaiement associé. En effet, pour définir ce courant et l'existence du champ électrique terrestre, il a été supposé l'existence d'une couche électriquement chargée à 100 km d'altitude. Or, l'existence d'un tel courant tendrait à décharger rapidement cette couche fictive s'il n'existait un mécanisme pour la régénérer. Ce mécanisme de recharge n'est autre que l'ensemble de l'activité orageuse terrestre.

1.3.1.3) *Activité orageuse, ou foudre*

Chaque jour, environ 50000 orages éclatent de par le monde. La foudre résulte de l'accumulation de charges électriques opposées au sein d'un nuage bien particulier, le cumulonimbus. Le déroulement exact de ce phénomène n'est pas bien défini [BEY96] tant les phénomènes mis en œuvre sont nombreux et complexes. Il semble néanmoins que les cristaux de glace qui se forment dans la partie haute d'un nuage soient chargés positivement, alors que les gouttelettes qui tendent à tomber vers le bas du nuage sont chargées négativement. Il est possible que les courants ascendants entraînent les charges positives vers le haut, les courants descendants les charges négatives vers le bas. Parallèlement à cette accumulation, une zone de charges positives se forme à proximité du sol, sous le nuage, et se déplace avec lui (figure I.4).

Il arrive un moment où la couche d'air isolante intermédiaire ne peut plus empêcher les charges de se rejoindre, et une décharge électrique a lieu. Les charges négatives se déplacent vers les charges positives selon un parcours aléatoire invisible, appelé traceur. Quand une charge électrique négative rejoint une charge positive, un courant électrique intense de l'ordre de plusieurs centaines de kilo ampères est généré, c'est le coup de foudre [HAM82] [ZED88] [LET80] [RAC91]. Celui-ci est entretenu par un retour de charges positives vers le nuage, à des vitesses avoisinant les 96000 km/s. Ce processus se répète rapidement dans le canal foudre, jusqu'à ce que toutes les charges du nuage se soient dissipées.

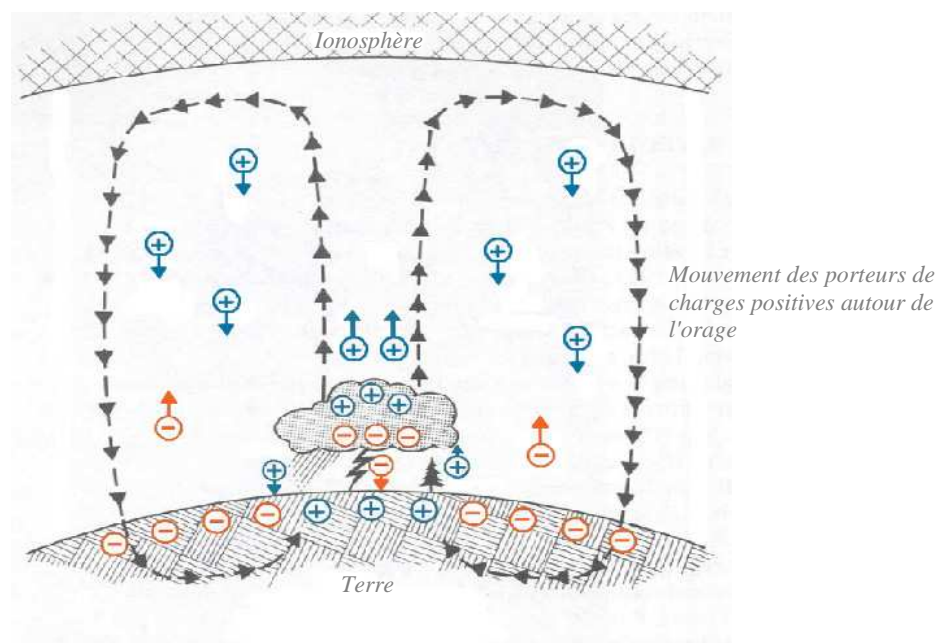


Figure I.4 - Circuit électrique atmosphérique global

Il faut noter que seul un coup de foudre sur quatre ou cinq frappe le sol. Lorsque cela se produit, le précurseur descendant entraîne vers le haut les charges positives du sol, généralement depuis un endroit élevé, en fin d'après midi, l'été, quand la température au sol est la plus élevée.

Alors que par beau temps le champ électrique atmosphérique est de l'ordre de 100 V/m, celui-ci atteint rapidement plusieurs centaines de kV/m entre le précurseur et le sol.

1.3.1.4) Bruit atmosphérique

Compte tenu du grand nombre d'éclairs se produisant simultanément autour du globe, et du fait que les bandes fréquentielles des champs engendrés sont en grande partie piégées dans le guide d'onde terre-ionosphère, il en résulte un bruit moyen perpétuel, ou bruit atmosphérique. Ce bruit atmosphérique évolue considérablement entre le jour et la nuit, du fait de la qualité du réflecteur ionosphérique, mais également au cours d'une même journée selon la saison, les centres d'activités orageuses évoluant.

Son amplitude est très faible et a un impact négligeable sur les systèmes de télécommunications filaires étudiés dans ce travail.

1.3.1.5) Courants et champs telluriques

Même si ceux-ci n'ont également qu'un faible impact sur les transmissions xDSL, il convient de mentionner les courants et champs telluriques. Ceux-ci sont le résultat à la fois de l'activité géomagnétique externe (ils suivent l'activité solaire) et du mouvement des corps conducteurs telle l'eau de mer sous l'action des marées, dans le champ terrestre permanent [KRI86].

En période calme, la densité de courant est de l'ordre de 2 A/km², ce qui correspond à un champ électrique de 20 mV/km pour les continents, et 0.4 mV/km pour les océans. Durant les orages magnétique ces champs peuvent atteindre 10 V/m.

1.3.1.6) Bruit cosmique

La source principale de ce bruit est le centre même de notre galaxie. Il provient en effet du bruit galactique, nous parvenant au travers d'une des fenêtres électromagnétiques existantes. Il s'agit de la bande fréquentielle comprise entre 10 MHz (réflexion de l'ionosphère) et 37.5 GHz (absorption de l'atmosphère).

Les bruits cosmiques sont d'amplitude très faible devant les autres bruits et sont généralement négligés.

1.3.1.7) Conclusion sur les sources de bruit naturel

Cet inventaire des champs électromagnétiques d'origine naturelle met en évidence pour tous les points situés entre le sol et l'ionosphère, l'action prépondérante de l'activité orageuse devant les champs magnétiques et électriques terrestres, les bruits atmosphériques et cosmiques, les courants et champs telluriques. Et ce, de par l'intensité du champ électrique généré, mais également de par le caractère impulsif de sa manifestation, au contraire des autres phénomènes cités, qui sont de caractère permanent ou légèrement variable dans le temps.

En ce sens, de nombreuses études sont menées à travers le monde pour protéger les équipements électroniques des effets destructeurs de la foudre d'une part, mais aussi pour essayer d'immuniser les systèmes de communication face aux bruits électromagnétiques de type impulsif [RIB05], [BAB05], [PET05].

1.3.2) Sources de bruit industriel

L'activité humaine de son côté, et plus particulièrement l'activité industrielle, engendre toutes sortes de nuisances et de pollutions.

Désormais, en de nombreux endroits, le bruit d'origine industrielle prédomine sur le bruit d'origine naturelle, notamment aux fréquences supérieures à quelques kHz, et plus particulièrement en milieu urbain ou fortement industrialisé.

Tous les équipements électriques ou électroniques sont, à des degrés divers, des sources de perturbations. En se plaçant dans le contexte des télécommunications filaires, ces perturbateurs sont classifiés en deux catégories : les sources externes, comme les interférences dues aux lignes de transport d'énergie ou les émetteurs de radiodiffusion, et les sources internes, générées au sein même des câbles de télécommunications.

1.3.2.1) Sources de bruit externe

Alors que le champ magnétique est généré par le passage du courant, le champ électrique provient de l'accumulation de charges électriques, exprimée par la tension. Dans l'environnement électromagnétique artificiel quotidien, il apparaît que les réseaux électriques à haute tension constituent la principale source de champ électrique sur la boucle locale, les appareils électriques domestiques constituant, quant à eux, les principales sources de champ magnétique dans les installations terminales chez le client.

Ces deux contributeurs sont détaillés ci dessous, en donnant quelques valeurs caractéristiques et comparatives des champs électriques et magnétiques qui leur sont associés. Nous citons également les bruits radioélectriques, omniprésents, mais qui n'ont que peu d'impact dans le contexte de cette étude.

1.3.2.1.1) Effet couronne des lignes haute tension d'EDF

L'effet couronne [GAR74] est un phénomène que nous connaissons par le grésillement caractéristique des lignes à haute tension. Il se caractérise en fait par des décharges électriques au niveau des lignes, créant des parasites à large bande dont le spectre s'étend de 150 kHz jusque 30 MHz. L'effet couronne apparaît lorsque le champ électrique local dépasse les 2600 V/m, dans des conditions atmosphériques normales. De telles valeurs ne se rencontrent que sur les conducteurs des lignes à très haute tension, de 225 et 400 kV en France.

Nature des lignes	Champ Electrique (V/m)	Induction magnétique (μ T/m)
400 kV - sous la ligne - à 100m de l'axe	5000 200	30 1.2
20 kV - sous la ligne - à 100m de l'axe	250 négligeable	6 négligeable
230 V - sous la ligne - à 100m de l'axe	9 négligeable	0.4 négligeable

Tableau 1 : champ électromagnétique moyen généré par les lignes EDF

Il en résulte l'apparition de champs électriques de très forte intensité, et de caractère impulsif. Sur les lignes de plus faible tension du réseau de transport d'énergie, les champs électriques engendrés par les hautes tensions véhiculées sont d'un ordre de grandeur moins important et présentent un caractère continu qui permet de les prendre en compte plus facilement. Le champ magnétique quant à lui, est très faible, voire négligeable. Des valeurs de ces champs magnétiques et électriques sont fournies à titre indicatif dans le tableau 1.

1.3.2.1.2) Interférences radioélectriques

Plusieurs dizaines de millions d'émetteurs radioélectriques sont utilisés à travers le monde, depuis les systèmes de télécommande des jouets jusqu'aux radars d'aéroports, en passant par les émetteurs de radiodiffusion.

Les lignes du réseau étant composées de cuivre, elles se comportent alors comme de véritables antennes vis-à-vis de ces perturbateurs électromagnétiques. Ces interférences radioélectriques surviennent principalement sur les lignes aériennes.

Dans le cadre des télécommunications sur la boucle locale, ce sont les émetteurs de radiodiffusion, et plus particulièrement les émetteurs AM, qui jouent un rôle prépondérant sur la transmission des signaux, de par les bandes fréquentielles qu'ils occupent : de 560 kHz à 1.6 MHz. Néanmoins, ces signaux sont continus, ce qui permet de limiter leur impact sur la transmission.

1.3.2.1.3) Appareils électriques domestiques

Dans le prolongement de la boucle locale, il paraît intéressant de déterminer les perturbateurs électromagnétiques majeurs de l'Installation Terminale des Clients, intervenant par la même occasion sur le réseau électrique basse tension des habitations.

En effet, les installations domestiques sont de nos jours envahies par d'innombrables appareils électriques qui se révèlent être de véritables sources de perturbations. Le tableau 2 dresse une liste de plusieurs de ces appareils, ainsi que les valeurs moyennes mesurées des champs électriques et magnétiques que chacun engendre.

Ces valeurs constituent des moyennes, mesurées à 3 cm des dispositifs en question. Il reste cependant à considérer que des fluctuations sont observables suivant l'état de marche des dispositifs (allumé, éteint, veille, etc.), et même entre plusieurs appareils d'un même type, suivant leur usure, etc. De plus, des perturbations impulsives supplémentaires sont générées à l'allumage et à l'extinction des appareils domestiques.

Appareil domestique	Champ électrique (V/m)	Induction magnétique (μ T/m)
Rasoir	Négligeable	500
Microordinateur	Négligeable	1.4
Grille-pain	40	0.8
Télévision	60	2
Chaîne stéréo	90	1
Réfrigérateur	90	0.3
Couverture chauffante	250	3.6

Tableau 2 : sources de bruit domestique

1.3.2.2) Sources de bruit interne

La liste des bruits environnants les câbles de télécommunications qui vient d'être dressée est loin d'être exhaustive et se révèle néanmoins très riche en perturbateurs.

Pourtant, au sein même des câbles, de nouvelles sources de bruit doivent être considérées. Nous ne citerons ici que le bruit électronique et reviendrons plus loin sur les contributeurs internes dus aux phénomènes d'écho et de diaphonie.

Le bruit électronique est composé du bruit thermique, lié au mouvement Brownien des électrons au sein du support de transmission qu'est le fil de cuivre, et du bruit de quantification qui naît de la conversion analogique / numérique des signaux.

Le bruit thermique dépend de la résistance du matériau et de la température. Dans le cas de la paire cuivrée, celui-ci peut être considéré comme un bruit blanc pour les fréquences supérieures à 50Hz, dont la Densité Spectrale de Puissance (DSP) est comprise entre -140 et -170 dBm/Hz.

1.3.3) Synthèse

L'analyse des sources de bruits ou de perturbations, qu'elles soient de type naturel ou industriel, est souvent complexe et la liste qui vient d'être établie est loin d'être exhaustive.

L'intérêt réside dans la mise en évidence des principaux perturbateurs des lignes de transmission de la boucle locale et de l'ITC. En effet, les perturbateurs de la boucle locale affectent les transmissions xDSL alors que les perturbateurs de l'ITC sont également ceux du réseau électrique basse tension, support des CPL (CPL : Courants Porteurs en Ligne).

Concernant les sources de bruit naturel, il est primordial de retenir que la foudre constitue celui dont les effets sont les plus préjudiciables sur la boucle locale, mais aussi sur l'installation terminale des clients. Notons que l'utilisation de parafoudres peut permettre de s'en prémunir. Les autres phénomènes naturels ont quant à eux un impact moindre.

Concernant les perturbations artificielles, il apparaît clairement qu'au sein de l'ITC ce sont les bruits dus aux appareils électriques domestiques qui sont les plus pénalisants, tant du fait qu'ils contribuent à augmenter le niveau de bruit ambiant qu'à leur capacité de générer une importante quantité de bruits impulsifs.

En ce qui concerne la boucle locale, les bruits artificiels les plus pénalisants ne sont autres que ceux générés en son sein même, de par ses caractéristiques physiques. Ainsi le bruit électronique, dont on ne peut s'affranchir, constitue le niveau de bruit minimal (-140 dBm /Hz) que l'on peut trouver sur une ligne. Nous revenons en détail sur les caractéristiques physiques de la paire cuivrée et sur les phénomènes générateurs de bruit additionnel qui en découlent plus loin dans ce chapitre.

Dans le contexte de cette étude, nous nous focalisons sur les sources de bruit artificiel ayant un impact sur les transmissions de type xDSL d'une part, et CPL d'autre part. L'étude de la foudre n'est pas abordée plus en détail dans ce travail.

1.4) Caractérisation des couplages dans les réseaux filaires

Dans ce paragraphe, nous décrivons les différents types de couplages [CHA92] se produisant entre des sources, quelles qu'elles soient, et les systèmes électroniques. Nous explicitons les phénomènes mis en œuvre dans les cas de couplages avec les lignes filaires [VAU93], qu'elles concernent les câbles de télécommunication ou du réseau électrique domestique.

La transformation des signaux issus de sources en signaux parasites pour les systèmes électroniques est réalisée selon six modes de couplage :

- couplage par impédance commune,
- couplage conducteur / plan de masse,
- couplage du champ électrique sur un conducteur,
- couplage du champ magnétique sur une boucle,
- diaphonie inductive,
- diaphonie capacitive.

Ce découpage permet de comprendre les mécanismes mis en œuvre ainsi que les actions à entreprendre pour améliorer la CEM des câbles à conducteurs cuivrés, en fonction de la prédominance d'un mode de parasitage sur un autre.

Cependant, le couplage des perturbations fait souvent, si ce n'est tout le temps, intervenir plusieurs modes simultanés, ce qui rend d'autant plus complexe l'étude de leur réduction.

1.4.1) Couplage par impédance commune

L'impédance d'un conducteur électrique n'est pas nulle. Tout courant, utile ou parasite, qui parcourt un conducteur génère une différence de potentiel entre ses extrémités. Ce phénomène est appelé couplage par impédance commune (figure I.5).

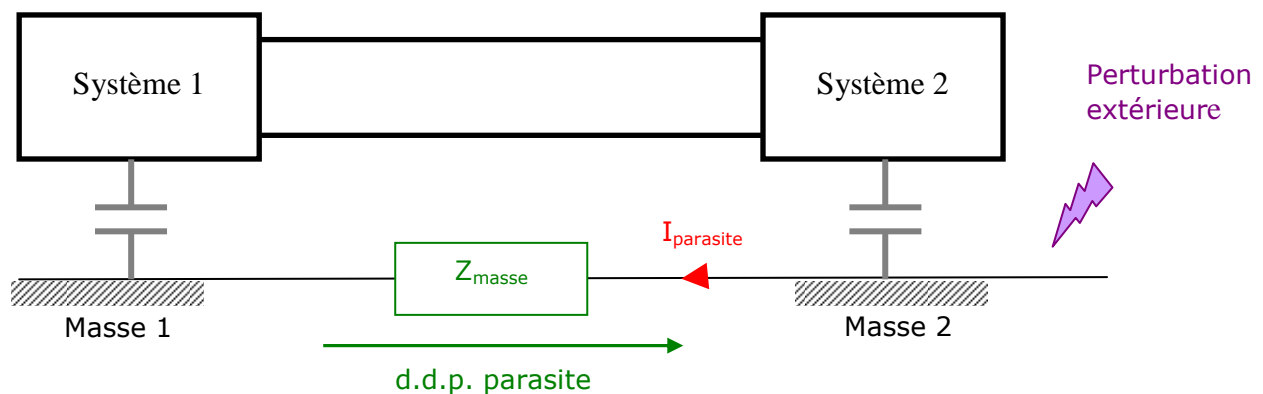


Figure I.5 - Couplage par impédance commune

Dans le cas de lignes filaires, toute perturbation engendrant un courant parasite au niveau de la masse, et du fait de la non nullité de l'impédance de celle-ci, crée une différence de potentiel à ses extrémités. Par conséquent, en se référant à la figure I.6, la masse à laquelle est relié le *système 1* n'est donc plus la même que celle à laquelle est connecté le *système 2*, et un courant de mode commun est engendré entre les conducteurs de cuivre et la masse.

Afin de diminuer ce type de couplage, il est nécessaire de réduire l'impédance commune, mais également de réduire les courants parasites qui y circulent.

Une solution consiste à réaliser un maillage serré des masses, en connectant régulièrement à la terre le conducteur de référence (écran pour les câbles télécom, fil de terre pour les réseaux électriques).

1.4.2) Couplage conducteur à plan de masse

La capacité entre deux conducteurs voisins n'est jamais nulle. Sous l'action d'une perturbation extérieure, une différence de potentiel peut être engendrée entre ces deux conducteurs, donnant naissance à un courant de mode commun entre les deux systèmes. Ce phénomène est appelé couplage conducteur à plan de masse.

Dans le cas d'une ligne bifilaire, représentée sur la figure I.6, un courant parasite de mode commun apparaîtra au niveau de la capacité existant entre le conducteur cuivré et la masse.

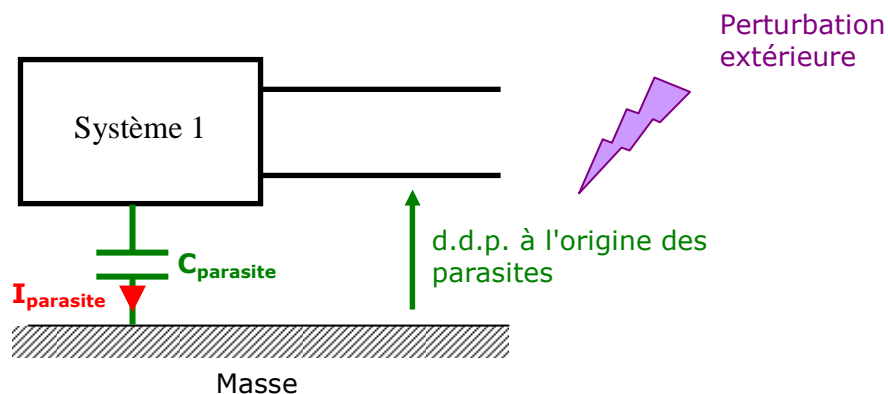


Figure I.6 - Couplage conducteur à plan de masse

Afin de réduire ce couplage conducteur à plan de masse, les solutions consistent à diminuer les capacités mises en jeu entre les circuits sensibles et la masse, mais également à réduire les variations brutales de tensions entre les conducteurs de cuivre et la terre.

1.4.3) Couplage d'un champ électrique avec un conducteur

Un champ électrique variable engendre sur les conducteurs parallèles à ses lignes de champ un courant électrique. Ce phénomène est appelé couplage champ à câble (figure I.7).

Dans le cas du réseau filaire cuivré, les lignes aériennes se comportent comme de véritables antennes vis-à-vis des multiples champs électriques alentours, qui y induisent des courants parasites de mode commun.

Le réseau électrique domestique présente un comportement identique face aux perturbateurs électromagnétiques présents dans les habitations.

Pour réduire ce type de couplage, il est nécessaire de réduire l'effet d'antenne du câble victime ou alors de réduire le champ électrique coupable. Une solution consiste à blinder les

conducteurs, d'où l'utilisation systématique de câbles écrantés (feuillage en aluminium) pour les câbles de télécommunication des réseaux de transport et de distribution.

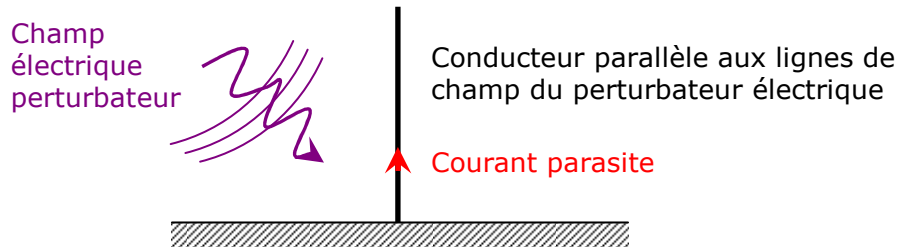


Figure I.7 - Couplage d'un champ électrique avec un conducteur

1.4.4) Couplage d'un champ magnétique avec une boucle

Un champ magnétique variable traversant une boucle y induit un flux magnétique variable dont toute variation crée une différence de potentiel contre électromotrice. Ce phénomène est appelé couplage champ à boucle.

Dans le cas d'une ligne monofilaire, un courant de mode commun peut être induit par un champ magnétique externe dans la boucle formée par le câble, le plan de terre et les impédances de connexion des équipements à la terre. Ce mécanisme est présenté sur la figure I.8.

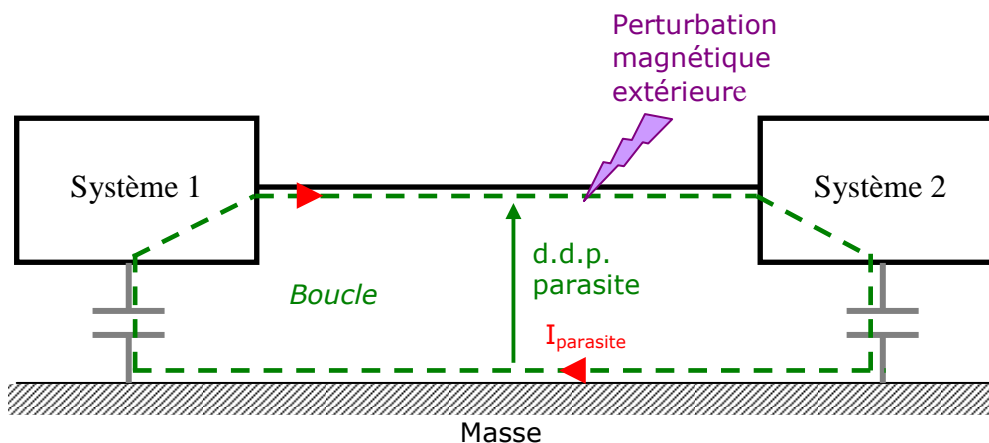


Figure I.8 - Couplage d'un champ magnétique avec la boucle formée par un conducteur et la terre

Pour réduire le couplage champ à boucle, il est nécessaire soit de réduire la surface de la boucle victime pour diminuer l'effet d'antenne, soit de réduire le champ magnétique coupable. Il est possible de s'affranchir de ce dernier en blindant les câbles. De plus, la réduction de la boucle s'effectue en rapprochant les conducteurs, notamment en câblant les conducteurs par paire et en utilisant ainsi une transmission différentielle des signaux, comme représenté figure I.9. C'est le mode de transmission définitivement adopté dans les réseaux de

télécommunications et, nous y revenons plus loin, pour les systèmes de communication mis en œuvre sur le réseau électrique.

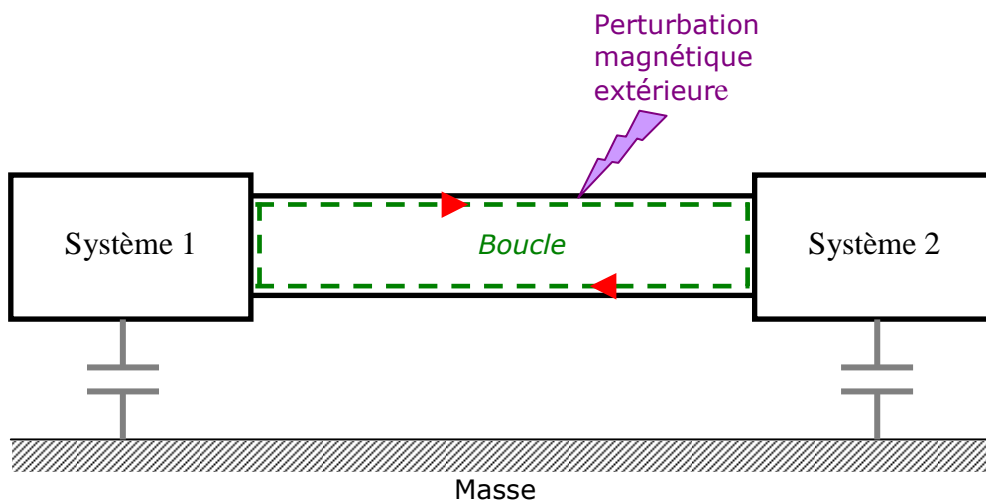


Figure I.9 - Couplage d'un champ magnétique avec la boucle formée par deux conducteurs proches

D'autre part, torsader les paires permet de diminuer la surface de la boucle entre deux conducteurs, mais également d'alterner le sens des boucles par rapport au champ incident. Ceci a pour conséquence, sur une paire parfaite, d'annuler les courants parasites sur les conducteurs. La figure I.10 présente le processus mis en œuvre.

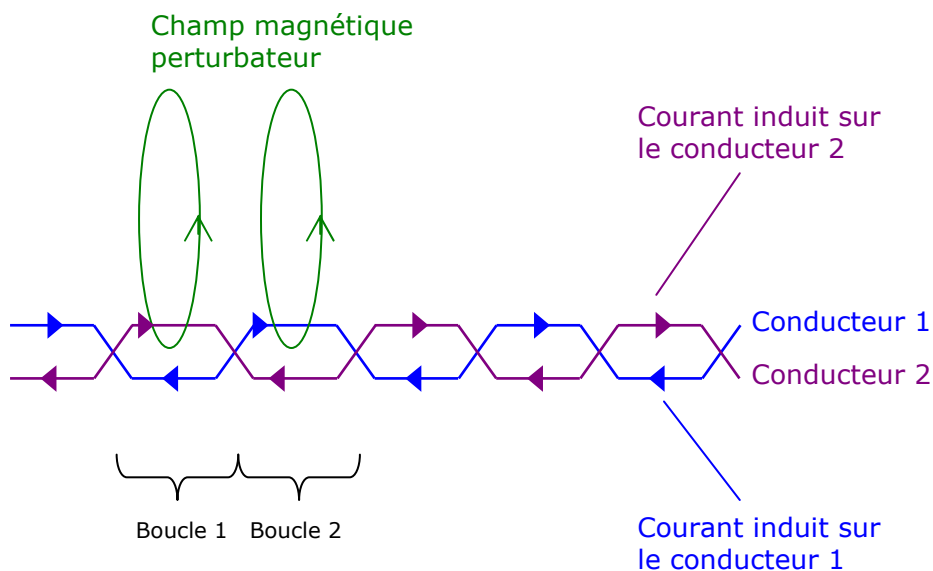


Figure I.10 - Effet des torsades sur les courants induits

Si l'on considère que la paire constituée des conducteurs 1 et 2 est parfaitement symétrique, alors le champ magnétique perturbateur engendrera des courants de même intensité mais de sens opposé sur le conducteur 1 dans les boucles 1 et 2. Ainsi, les effets du champ magnétique sur le conducteur 1 s'annulent entre les boucles 1 et 2. Il en est de même sur les autres couples de boucles, mais également sur le conducteur 2. Le courant parasite résultant sur la paire est par conséquent quasiment nul. Ceci explique ainsi le fait que les paires téléphoniques sont torsadées.

1.4.5) Couplage par diaphonie inductive

La diaphonie est un mode de couplage qui se rapproche du couplage champ à câble. Et, selon qu'elle a pour origine une variation de tension ou une variation de courant, elle est nommée diaphonie inductive ou diaphonie capacitive.

1.4.5.1) Description

Le courant dans un fil génère autour de ce fil un champ électromagnétique qui, à faible distance, peut être approximé comme un champ purement magnétique. Ce champ, s'il est variable, génère à son tour une différence de potentiel contre électromotrice dans les boucles voisines. Ce phénomène est appelé couplage par diaphonie inductive.

Dans le cas d'une ligne multifilaire (figure I.11), un courant circulant sur l'une des lignes va générer un champ magnétique engendrant à son tour une différence de potentiel (d.d.p.) sur les conducteurs voisins, reliés à la terre par une impédance Z . Cette d.d.p. est proportionnelle à la mutuelle inductance M existant entre les deux conducteurs.

Pour réduire le couplage par diaphonie inductive, il faut donc diminuer la mutuelle inductance entre les circuits coupable et victime ou encore limiter les variations rapides de courant dans le circuit coupable.

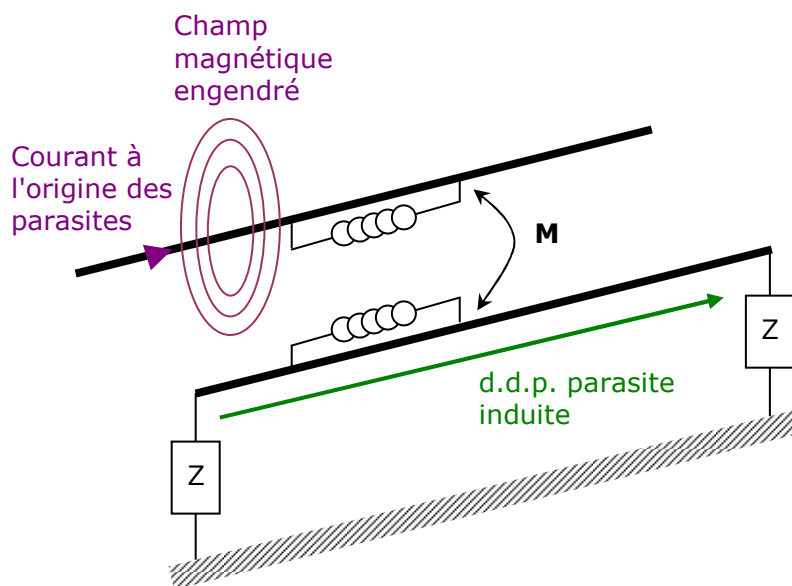


Figure I.11 - Diaphonie inductive

1.4.5.2) Diaphonie inductive de mode différentiel

Dans ce cas, la d.d.p. parasite est induite entre le fil aller et le fil de retour du circuit victime, c'est-à-dire entre les deux conducteurs d'une paire. Si la distance entre les conducteurs aller et retour est faible, la d.d.p. sera faible. Pour réduire la diaphonie inductive de mode différentiel entre deux paires voisines et serrées sur une longueur significative (> 5 cm), il est donc

nécessaire de les torsader avec des pas différents, ce qui est mis en œuvre dans les câbles de télécommunications.

1.4.5.3) Diaphonie inductive de mode commun

La diaphonie de mode commun est plus sévère que la diaphonie de mode différentiel. Pour ce couplage, la d.d.p. parasite est induite entre un câble parallèle et le conducteur de masse le plus proche. Si la distance entre le câble victime et le conducteur de masse le plus proche est faible, la d.d.p. induite sera faible. D'où la nécessité d'utiliser des câbles blindés, afin de rapprocher les masses des conducteurs. De plus, ces blindages, ou écrans, doivent être correctement mis en œuvre, notamment en connectant à la terre leurs deux extrémités. En effet, pour que le couplage inductif soit réduit, il faut en effet une circulation de courant dans le blindage dont le flux du champ magnétique s'oppose à celui créé par le circuit source.

1.4.6) Couplage par diaphonie capacitive

1.4.6.1) Description

La différence de potentiel entre un conducteur et son environnement génère autour de ce conducteur un champ électromagnétique qui, à faible distance, peut être approximé comme électrique. Ce champ, s'il est variable, peut se coupler dans une autre structure filaire qui lui est parallèle et générer à son tour un courant, injecté sur les conducteurs proches. Ce phénomène est appelé couplage par diaphonie capacitive (figure I.12).

La diaphonie capacitive est nulle en continu. Comme la diaphonie inductive, elle demeure très faible tant que la fréquence de la d.d.p. coupable reste dans la gamme des fréquences industrielles. Aux fréquences élevées, la diaphonie capacitive est équivalente en énergie à la diaphonie inductive. Ce phénomène provient de l'effet de ligne qui donne l'illusion, aux premiers instants (pendant un aller-retour) qu'une ligne est une résistance (égale à l'impédance caractéristique).

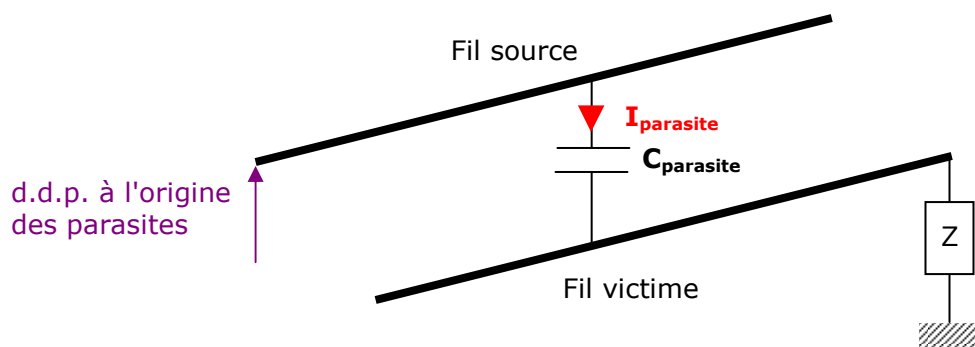


Figure I.12 - Couplage par diaphonie capacitive

Réduire le couplage par diaphonie capacitive implique de diminuer la capacité entre les conducteurs coupable et victime ou encore de diminuer les variations brutales de d.d.p. du circuit coupable.

1.4.6.2) Couplage capacitif de mode différentiel

Dans ce premier cas, le courant parasite est collecté entre le conducteur aller et le conducteur de retour du circuit victime.

Les remarques précédentes concernant la diaphonie inductive des câbles à paires torsadées restent valides en diaphonie capacitive.

Cependant, il est possible ici de diminuer la diaphonie capacitive en basses fréquences par un écran rendu conducteur par aluminage. En effet, dans ce cas, le champ électrique ne traverse pas les feuillards conducteurs, même très minces (alors que dans le cas de la diaphonie inductive, les champs magnétiques perturbateurs le peuvent).

Il est donc possible de blinder soit la paire coupable, soit la paire victime, soit encore mieux les deux car la diaphonie capacitive de mode différentiel, contrairement à l'inductive, est très facile à réduire par écran.

1.4.6.3) Couplage capacitif de mode commun

Dans ce deuxième cas, le champ électrique est généré par la d.d.p. de mode commun entre un câble et la masse. Le courant parasite est collecté par un câble victime parallèle ou câble coupable.

De même que pour la diaphonie inductive, si le câble employé est blindé et que son écran est connecté convenablement à la masse, aucun couplage câble à câble n'est à craindre.

Pour que le blindage puisse éliminer le couplage capacitif, la tension du blindage doit être égale à zéro. Pour une ligne électriquement courte, la mise à la terre du blindage à une de ses extrémités est suffisante pour maintenir la tension égale à zéro le long du blindage. Lorsque la longueur électrique de la ligne augmente, le blindage doit être mis à la terre à de multiples points espacés d'environ $\lambda / 10$ (λ : longueur d'onde) pour assurer une tension approximativement constante le long du blindage.

1.4.7 Bilan sur les couplages

La question de la compatibilité électromagnétique apparaît comme quelque chose d'assez complexe, puisque les six modes de couplage ont tendance à apparaître simultanément en série ou en parallèle pour perturber de diverses manières les systèmes. De plus, ces modes couplages sont très préoccupants en hautes fréquences.

Les câbles de télécommunications de la boucle locale sont relativement bien protégés face à plusieurs modes de couplages. En effet, un câble destiné à être utilisé sur de longues distances en extérieur dispose, en plus du torsadage de ses conducteurs, d'un blindage.

En revanche, pour un câble destiné à l'Installation Terminale du Client (ITC), une simple gaine diélectrique de protection est utilisée, en plus du torsadage des conducteurs entre eux.

Notons que les câbles électriques de l'installation domestique sont également simplement confinés dans une gaine en PVC, sans torsadage.

1.5) Les transmissions xDSL

1.5.1) Origine et Intérêt

Durant de longues années, les opérateurs de télécommunications ont cherché à proposer des liaisons de communications haut débit à leurs abonnés. Dans les années 80, l'évolution technologique des fibres optiques en fait le support idéal pour les transmissions numériques terrestres à très haut débit. Malheureusement, le déploiement d'un nouveau réseau de télécommunications se révèle très coûteux et il apparaît rapidement impossible de raccorder chaque abonné à un réseau optique.

Néanmoins, une solution économique et accessible à tous est d'utiliser pour les communications haut débit un réseau déjà mis en place et largement répandu : le réseau cuivré.

C'est dans ce contexte qu'en 1985 les laboratoires Bell mettent au point une technologie (Digital Subscriber Line) permettant de découpler les débits sur paire de cuivre téléphonique. Cette technologie exploite la bande passante de la ligne cuivrée afin de créer deux voies de communications : l'une pour la voix (300 à 3400 Hz) et l'autre pour les données, en exploitant les fréquences plus élevées du spectre (jusque 30 MHz à ce jour). L'avantage principal de cette technologie est évident : la possibilité de développer progressivement des nouveaux services large bande sans investir dans une nouvelle infrastructure, en s'appuyant sur les méthodes de traitement du signal numérique (modulation, codage, multiplexage, filtrage et de correction d'erreurs).

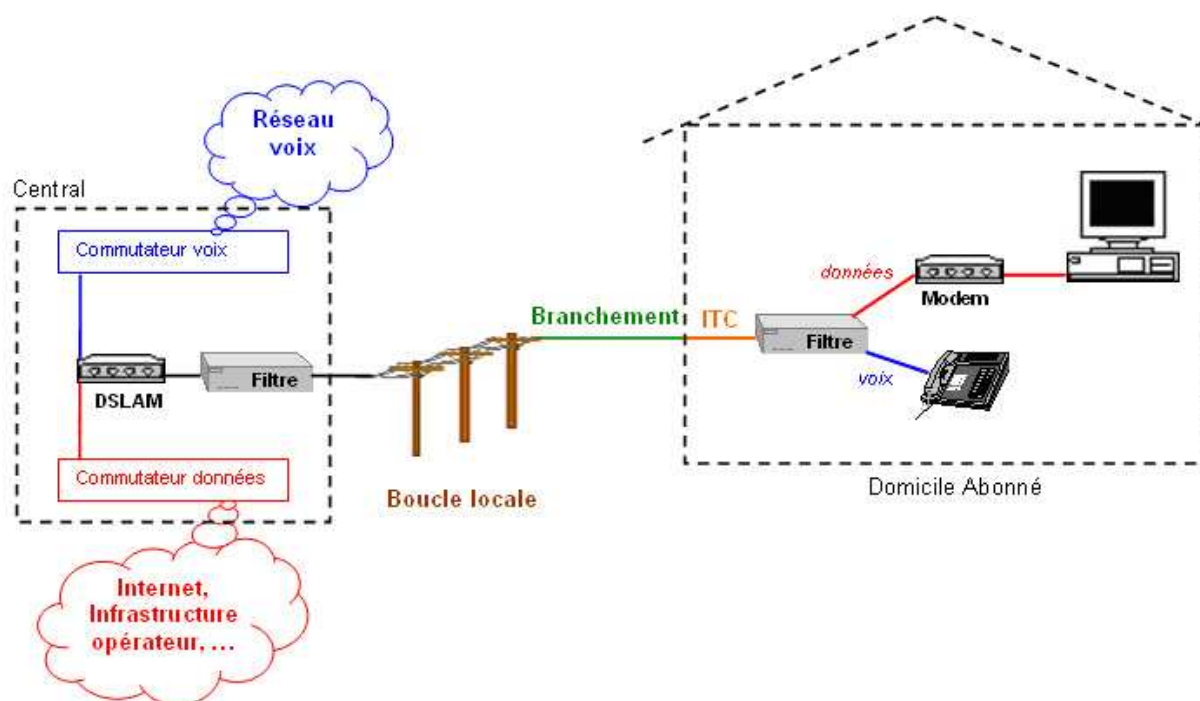


Figure I.13 - Architecture de raccordement des systèmes xDSL

Grâce aux techniques DSL [GOR98], les paires téléphoniques habituellement limitées à des transmissions bas débit (quelques Kbit/s) sont transformées en canaux de plusieurs mégabits par seconde grâce à l'utilisation de supermodems. Ces supermodems consistent en des boîtiers couplés modulateurs-démodulateurs à haute performance, placés aux extrémités d'une ligne

en paire torsadée pour réaliser une ligne numérique à haut débit (Digital Subscriber Line) entre l'abonné (modem xDSL) et le central téléphonique où sont localisés les DSLAM (Digital Subscriber Line Access Multiplexor). L'architecture de raccordement des systèmes DSL est présentée sur la figure I.13.

Le sigle xDSL regroupe les variantes des techniques de transmissions haut débit utilisant la ligne téléphonique par le biais de la technologie xDSL. Ces versions diffèrent par le nombre de paires téléphoniques utilisées, le choix des fréquences porteuses, le type de modulation utilisée, le débit des flux montants et descendants.

Nous décrivons brièvement [STA00] les plus récentes et les plus exploitées d'entre elles, qu'elles soient destinées aux entreprises ou aux particuliers.

1.5.2) SDSL

Plus spécifiquement destiné aux entreprises où à la desserte des stations de base de mobiles, le SDSL (Symmetric DSL) procure des débits modulables de 192 kbit/s à 2.32 Mbit/s dans chaque sens. Ce débit pourrait être porté à 5.7 Mbit/s à la faveur d'une modulation deux fois plus "fine", associée à un spectre plus large. Bien qu'autorisé aux Etats-Unis et dans certains pays européens comme la Belgique, cet élargissement est cependant prohibé en France parce que susceptible de perturber les systèmes existants.

Autre solution mise en œuvre pour augmenter les débits, le raccordement des clients par plusieurs paires de cuivre à la fois. Cette agrégation (bonding) est pratiquée en France pour le cas particulier du SDSL [NDA05]. En effet, pour que cela vaille la peine, il faut que les paires multiples soient déjà en place, sans nécessiter de tirage supplémentaire de câble.

C'est pourquoi le bonding n'est pas généralisable au grand public, dans la mesure où les clients résidentiels n'ont souvent qu'une seule paire de cuivre à leur disposition.

1.5.3) ADSL, ADSL Lite, RADSL, ADSL2, ADSL2+

La plus importante caractéristique de l'ADSL (Asymmetric DSL) est sa capacité d'offrir des services numériques rapides sur le réseau téléphonique cuivré existant, en superposition et sans interférence avec le service téléphonique analogique traditionnel. Comme son nom l'indique, l'ADSL propose des débits différents sur les canaux montants et descendants : au maximum 640 kbit/s sur le canal remontant et 8 Mbit/s sur le canal descendant pour une longueur de boucle maximale de 6.5 km. Ces débits dépendent cependant d'un grand nombre de facteurs comprenant la longueur de la boucle, sa section, les interférences.

La technologie ADSL s'adresse essentiellement aux applications multimédias interactives et plus généralement aux applications de transmission présentant un caractère asymétrique où la liaison descendante doit offrir un haut débit mais où la voie de retour vers les serveurs demande peu de débit : la vidéo à la demande, le téléachat, les accès internet, les accès LAN à distance, etc.

Le standard ADSL existe également dans une version allégée, l'ADSL Lite. Ce standard moins complexe à mettre en œuvre est destiné aux accès rapides à Internet et fonctionne à des débits inférieurs à ceux de son aîné.

Le système *RADSL* (Rate adaptative DSL) est également dérivé du standard ADSL. Il s'en différencie par l'ajout d'une couche logicielle supplémentaire, permettant d'adapter automatiquement le débit de transmission en fonction de la qualité de la ligne. Depuis que la technologie ADSL est devenue "rate adaptative", il devient de moins en moins utile de distinguer l'ADSL du RADSL.

L'*ADSL2* est une évolution de la technologie ADSL, étendant les capacités de l'ADSL en termes de débits. Ceux-ci peuvent atteindre dans les meilleures conditions 10.2 Mb/s en voie descendante et 3.5 Mb/s en voie montante, en fonction de la qualité de la ligne. Il améliore également la portée et la fiabilité du signal, diminue le temps d'initialisation de la liaison ainsi que sa consommation.

Le *RE ADSL2* (Reach Extended ADSL2) permet d'accroître, en terme de longueur de ligne de cuivre, la portée de l'ADSL. La technique consiste à envoyer plus d'énergie entre 138 et 552 kHz pour la voie descendante et entre 25.875 kHz et 103.5 kHz pour la voie montante. En contrepartie, moins de fréquences sont utilisées ce qui entraîne des débits maximums moindre qu'en ADSL1 ou ADSL2. Cette technologie permet de prolonger de 5 à 10 % la portée de l'ADSL.

L'*ADSL2+* utilise une fréquence double de l'ADSL et l'ADSL2. Il permet ainsi de doubler le débit standard de l'ADSL2, pour atteindre des valeurs commerciales de 24 Mb/s en voie descendante et 1 Mb/s en voie montante. Comme l'ADSL2, ses performances se dégradent avec la distance et la qualité de la liaison.

1.5.4) VDSL

Le VDSL ou VHDSL (Very High speed DSL) utilise jusqu'à sept bandes de fréquences différentes, ce qui lui permet d'adapter les débits montants (52 Mb/s max) et descendants (25 Mb/s max) en fonction des offres de service. La bande de fréquence utilisée s'étale de 138 kHz à 12 MHz. La possibilité de faire passer des services à bande étroite (téléphonie classique) en basse fréquence est donc assurée.

Symétriques ou asymétriques, ces liaisons monopaires assurent des débits importants qui lui permettent de supporter des nouvelles applications gourmandes en débit, comme la *TVHD* (Télévision Haute définition), la *VoIP* (Voix sur IP), les accès haut débit à Internet, suivant les besoins de l'utilisateur. Si cet utilisateur est un particulier, la priorité sera donnée à des services asymétriques pour des applications vidéo à la demande (*VoD* : Video on Demand en anglais) ou accès internet haut débit. Si le client est un professionnel ou une entreprise, la priorité sera donnée aux services symétriques pour des applications de transfert de donnée haut débit.

L'inconvénient majeur du VDSL réside dans le fait qu'il ne fonctionne que pour une portée inférieure au kilomètre, ce qui signifie que seuls les abonnés localisés près des centraux téléphoniques ont accès à ses offres. Ces distances, souvent trop faibles pour des liaisons directes central – client, sont par contre adaptées pour le raccordement des clients derrière les terminaisons de réseaux optiques. C'est dans ce contexte que le marché du VDSL s'est le plus développé à travers le monde jusque 2007, notamment au Japon et en Corée du Sud.

1.5.5) VDSL2

Le VDSL2 est le plus récent (normalisé en février 2006 par l'UIT sous la recommandation G.993.2) et le plus avancé des standards DSL. Conçu pour supporter le déploiement massif des services *Triple Play* (TV / Internet / téléphonie) tels que la voix, la vidéo, la TVHD et les jeux interactifs, le VDSL2 devrait permettre aux opérateurs de mettre à jour de manière efficace et progressive l'infrastructure DSL existante.

Le VDSL2 est une amélioration du VDSL, qui permet la transmission de débits symétriques ou asymétriques jusque 210 Mb/s, en utilisant une bande passante allant jusque 30 MHz.

Tout comme le VDSL, les performances du VDSL2 se détériorent rapidement avec la distance, depuis un débit maximum théorique de 250 Mb/s à la source à 100 Mb/s à 0.5 km du central et 50 Mb/s à 1 km. Au-delà, ses performances décroissent plus lentement, tout en restant meilleures que le VDSL puisqu'à partir de 1.6 km, ses capacités sont équivalentes à celles de l'ADSL2+.

En effet, l'avantage incontestable du VDSL2 est sa capacité de garantir les services sur de longues distances, comme l'ADSL.

Les systèmes VDSL2 sont en effet capables de garantir des débits de 1 à 4 Mb/s (descendants) sur des distances de 4 à 5 km, en augmentant graduellement les débits jusque 100 Mb/s dans les zones les plus proches du central.

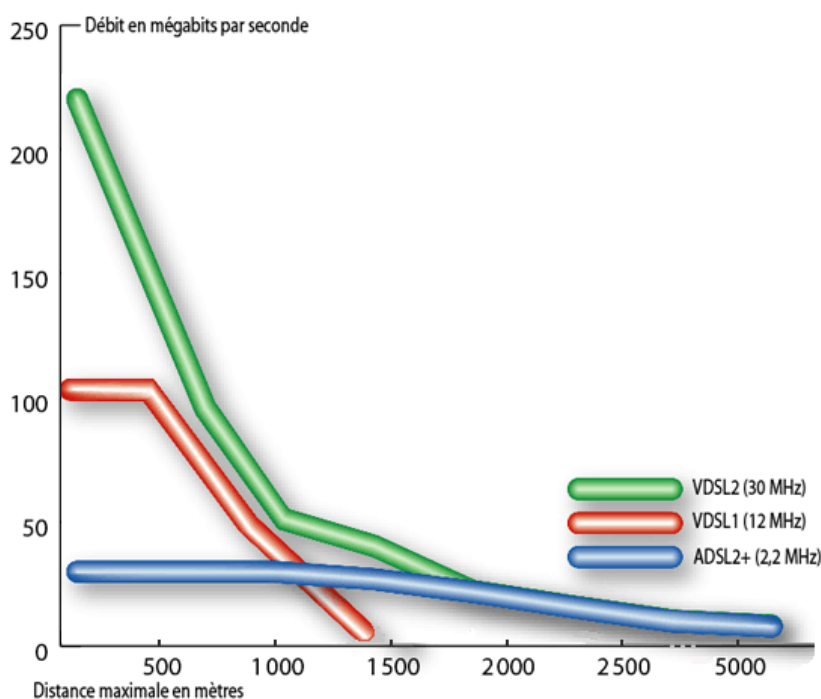


Figure I.14 - Comparaison débit / portée des systèmes ADSL2+, VDSL, VDSL2

Ainsi, le VDSL2, contrairement au VDSL1, n'est pas limité aux zones les plus proches des centraux téléphoniques, mais peut être utilisé pour des applications intermédiaires (figure I.14). Le VDSL2 n'est à ce jour pas encore déployé à des fins commerciales.

1.5.6) Comparatif des différentes technologies xDSL

La figure 1.15 représente l'organisation spectrale des différentes technologies xDSL à ce jour déployées. A noter que le VDSL2, non encore mis en œuvre dans le réseau, s'étend fréquentiellement jusque 30 MHz.

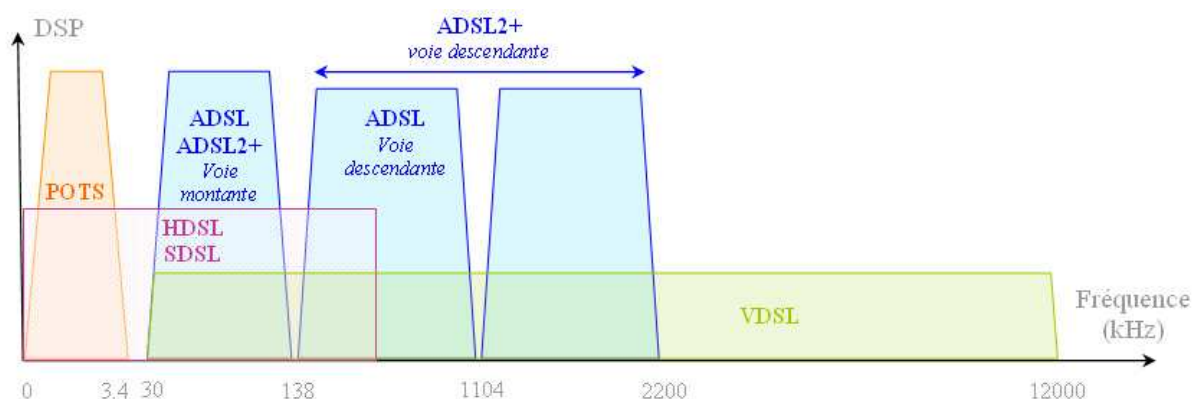


Figure I.15 - Organisation spectrale des systèmes xDSL

Nous présentons dans le tableau 3 un récapitulatif des différentes versions de systèmes xDSL, organisées par ordre chronologique, et pour lesquelles sont détaillées le débit, le mode de transmission, la portée, le support et les principales applications.

<i>Technologie</i>	<i>Débit max</i>	<i>Mode</i>	<i>Support</i>
SDSL	768 kbit/s 1536 kbit/s 2304 kbit/s	Symétrique	1 paire 2 paires 3 paires
ADSL	8 Mbit/s descendant 640 kbit/s montant	Asymétrique	1 paire
ADSL Lite	1 Mbit/s descendant 512 kbit/s montant	Asymétrique	1 paire
RADSL	8 Mbit/s descendant 640 kbit/s montant	Asymétrique	1 paire
ADSL2	10.2 Mbit/s descendant 3.5 Mbit/s montant	Asymétrique	1 paire
ADSL2+	24 Mbit/s descendant 1 Mbit/s montant	Asymétrique	1 paire
VDSL	52 Mbit/s descendant 25 Mbit/s en symétrique	Symétrique ou Asymétrique	1 paire
VDSL2	210 Mbit/s descendant 100 Mbit/s en symétrique	Symétrique ou Asymétrique	1 paire

Tableau 3 : comparatif des différentes technologies DSL

1.6) Le canal de transmission à paire torsadée

Les principales technologies xDSL maintenant présentées, nous nous proposons dans cette section de décrire leur support physique, à savoir la paire cuivrée torsadée.

Rappelons que la paire de cuivre torsadée fut inventée en 1881 par Graham Bell quelques années seulement après qu'il ait breveté le principe du téléphone [BEL81]. Comme il a été présenté dans la section 2 de ce chapitre, le fait de torsader les fils de cuivre rend la paire moins sensible au couplage électromagnétique avec des perturbateurs externes et diminue également la radiation électromagnétique vers l'extérieur.

La paire de cuivre torsadée a été très largement déployée pour la téléphonie analogique ce qui lui a d'ailleurs valu la dénomination commune de paire téléphonique. Ce n'est que plus tard qu'elle a été utilisée pour la transmission de données.

1.6.1) Description physique de la paire téléphonique

La paire de cuivre torsadée consiste en l'entrelacement de deux brins de cuivre recouverts d'isolants. Une paire de cuivre est caractérisée par son diamètre, son type d'isolant et son enroulement. Plus le pas de torsade est court, meilleure sera l'immunité de la paire de cuivre face aux perturbateurs électromagnétiques extérieurs. Le diamètre de la paire de cuivre varie généralement de 0,3 à 1 mm. Les diamètres les plus courants sont 0.4 mm, 0.5 mm et 0.6 mm. On distingue les paires blindées (STP : Shielded Twisted Pair) et les paires non blindées (UTP : Unshielded Twisted Pair).

Les paires torsadées téléphoniques sont typiquement non blindées. Elles sont regroupées en quartes, consistant en deux paires, enroulées l'une à l'autre dans le cas d'une quarte étoile. Les quartes sont regroupées par torons au sein d'un câble.

Les câbles cuivrés de la boucle locale sont finalement constitués de lignes multipaires blindées, constituées de torons de quartes étoiles. Le nombre de paires varie en fonction de la densité des communications à acheminer, et donc directement de la partie du réseau sur laquelle ils sont mis en œuvre. Nous détaillons les types de câbles utilisés dans la boucle locale, d'après la figure I.2 :

- Réseau de transport :
 - du central téléphonique aux sous répartiteurs. Les câbles utilisés sont de forte contenance (56, 112, 224, 448, 896, 1792, 2688 paires) et constitués de paires assemblées en quartes étoiles, ces quartes étant elles-mêmes assemblées en faisceaux puis torons concentriques (typiquement : S74, S78, S79, S88, S89, S98, S99). L'âme du câble est recouverte d'un écran d'aluminium, dont la continuité est assurée par un fil de continuité. Le tout est recouvert d'une gaine de protection en polyéthylène basse densité de couleur noire (typique de la pose extérieure).
 - des sous répartiteurs aux points de concentration. Le même type de câbles est utilisé, mais de plus faible capacité.

Certains sont mis en œuvre en souterrain, d'autres en aérien. Cette différence d'utilisation se traduit au niveau de l'enrobage des torons de câbles. Les câbles aériens sont pour leur part munis d'un conducteur métallique de bout en bout, permettant le portage et l'installation du câble à toute hauteur sans risquer de détériorer les torons. Ils sont dits autoportés (Figure I.16).

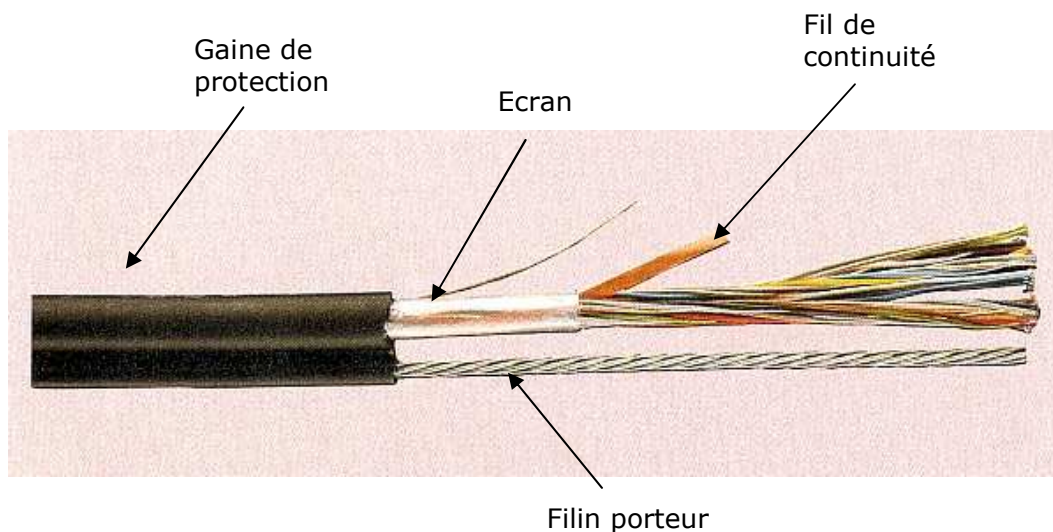


Figure I.16 - Câble de transport aérien (série 98-99)

- Réseau de branchement : des points de concentration aux réglettes d'abonné. Les câbles (figure I.17) sont constitués de 1 ou 2 paires (typiquement : 5/1, 5/9, 5/10, 5/99)

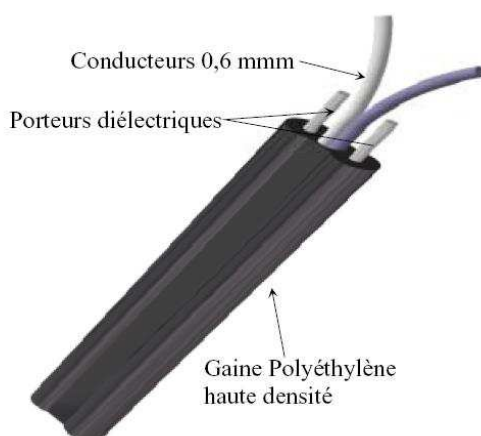


Figure I.17 - Câble de branchement (Série 5/99)

- Installation terminale du Client : Les câbles de l'ITC sont composés de 2, 4 ou 8 paires non blindées, assemblées en paires (Figure I.18a) ou quarts (Figure I.18b) suivant le nombre de conducteurs (typiquement : S278, S288, S298, Multimédia, L120)].

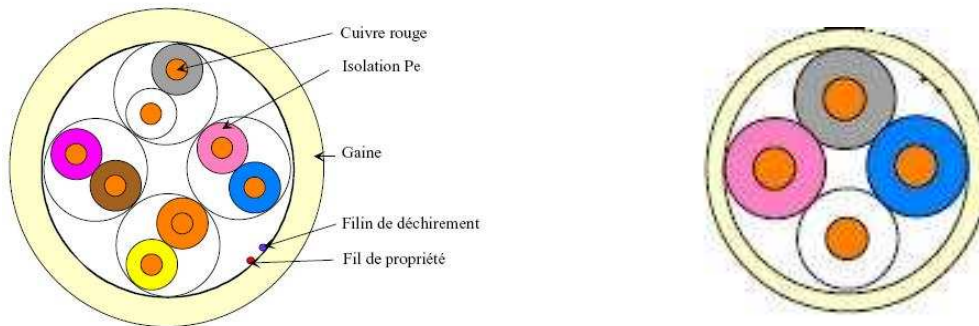


Figure I.18 - a) 4 paires assemblées en paires, b) 2 paires assemblées en quarte

Quelle que soit la portion du réseau sur laquelle nous nous trouvons, l'élément de base de la transmission reste donc la paire cuivrée torsadée, pour laquelle nous allons donner quelques caractéristiques électriques.

1.6.2) Caractéristiques électriques

Le comportement électrique d'une paire de cuivre isolée peut être modélisé jusqu'à quelques dizaines de MHz par les techniques classiques des lignes de transmission (Figure I.19).

Un tronçon infinitésimal de ligne est caractérisé par un quadripôle composé d'une résistance linéique R , d'une inductance linéique L , d'une conductance linéique G et d'une capacité linéique C .

Ces quatre composants, qualifiés de paramètres primaires et connus sous le terme de *paramètres RLGC*, dépendent en général de la fréquence mais sont indépendants de la position pour les lignes homogènes.

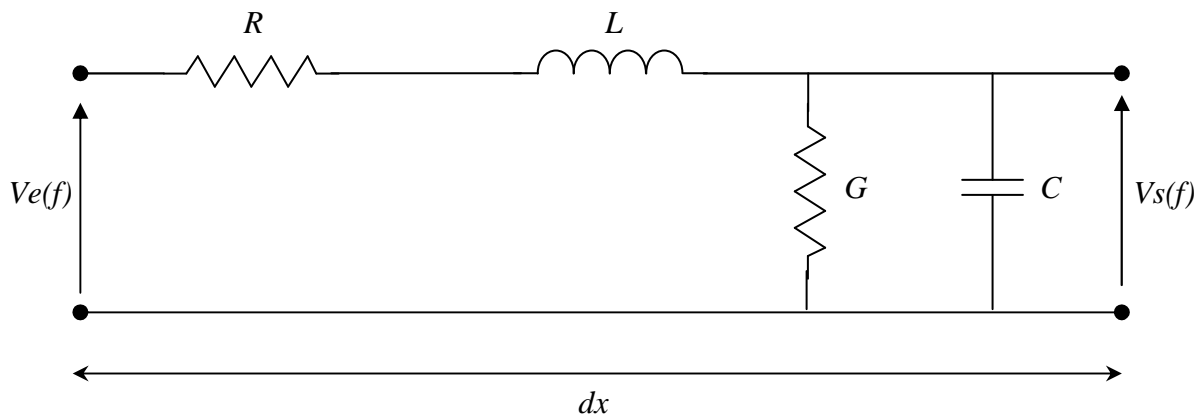


Figure I.19 - Modélisation d'un tronçon infinitésimal d'une paire torsadée [GAG01] [COR99]

La fonction de transfert $H(f, d) = \frac{Vs(f)}{Ve(f)}$ à la fréquence f d'une ligne de transmission de longueur d peut être obtenue en résolvant en cascade les équations différentielles associées à ces tronçons infinitésimaux, ce sur quoi nous reviendrons dans le deuxième chapitre.

$$H(f, d) = e^{-\gamma(f) \cdot d} \quad (\text{I.1})$$

Où

$$\begin{aligned} \gamma(f) &= \alpha(f) + j \cdot \beta(f) \\ &= \sqrt{(R(f) + j \cdot \omega \cdot L(f))(G(f) + j \cdot \omega \cdot C(f))} \end{aligned} \quad (\text{I.2})$$

Avec γ = Constante de propagation (1/km)
 α = Constante d'atténuation linéique (Np/km)
 β = Constante de déphasage linéique (Rad/km)
 R = Résistance primaire par unité de longueur (Ω/km)
 L = Inductance primaire par unité de longueur (H/km)
 C = Capacité primaire par unité de longueur (F/km)
 G = Conductance primaire par unité de longueur (S/km)
 ω = Pulsation (rad)

Autre paramètre électrique important, l'impédance caractéristique Z_c de la ligne de transmission pour un signal transmis à la fréquence f est définie par:

$$Z_c = \sqrt{\frac{R(f) + j \cdot \omega \cdot L(f)}{G(f) + j \cdot \omega \cdot C(f)}} \quad (\text{I.3})$$

Z_c est un paramètre important à considérer lorsque l'on étudie le canal de transmission. Nous y reviendrons largement par la suite.

1.6.3) Imperfections du canal à paire torsadée

Un canal idéal est caractérisé par l'absence de bruit, un spectre plat à gain unité à l'intérieur de la bande passante, ainsi qu'une linéarité de la phase en fonction de la fréquence. Lors d'échanges de données sur des lignes xDSL, le support de transmission qu'est la paire cuivrée présente rarement ces caractéristiques. Dans ce paragraphe, les imperfections du canal sont présentées et leurs effets expliqués.

1.6.3.1) Atténuation linéique

Un des principaux problèmes dans la transmission de données réside dans la caractéristique de transfert non idéale du canal. En effet, le canal réel, composé de paires de fils en cuivre torsadés, présente une atténuation $\alpha(f)$ qui augmente avec la fréquence et une réponse en phase $\beta(f)$ non linéaire.

Plusieurs effets sont responsables de ces imperfections. Citons l'effet de peau, associé au paramètre primaire R , qui augmente en fonction de la racine carrée de la fréquence. Citons également la perte diélectrique du matériel isolant aux fréquences élevées qui résulte en une augmentation du paramètre primaire G .

L'atténuation d'une paire torsadée téléphonique est ainsi dépendante de la longueur de la ligne, ainsi que de la fréquence du signal transmis. Un signal est d'autant plus atténué que la longueur de la ligne est importante. Pour illustrer notre propos, la figure I.20 présente l'atténuation correspondant à une paire cuivrée d'un toron de câble, dont les conducteurs sont de diamètre 0.5 mm, et ce pour des longueurs de ligne variant de 500 m à 4 km

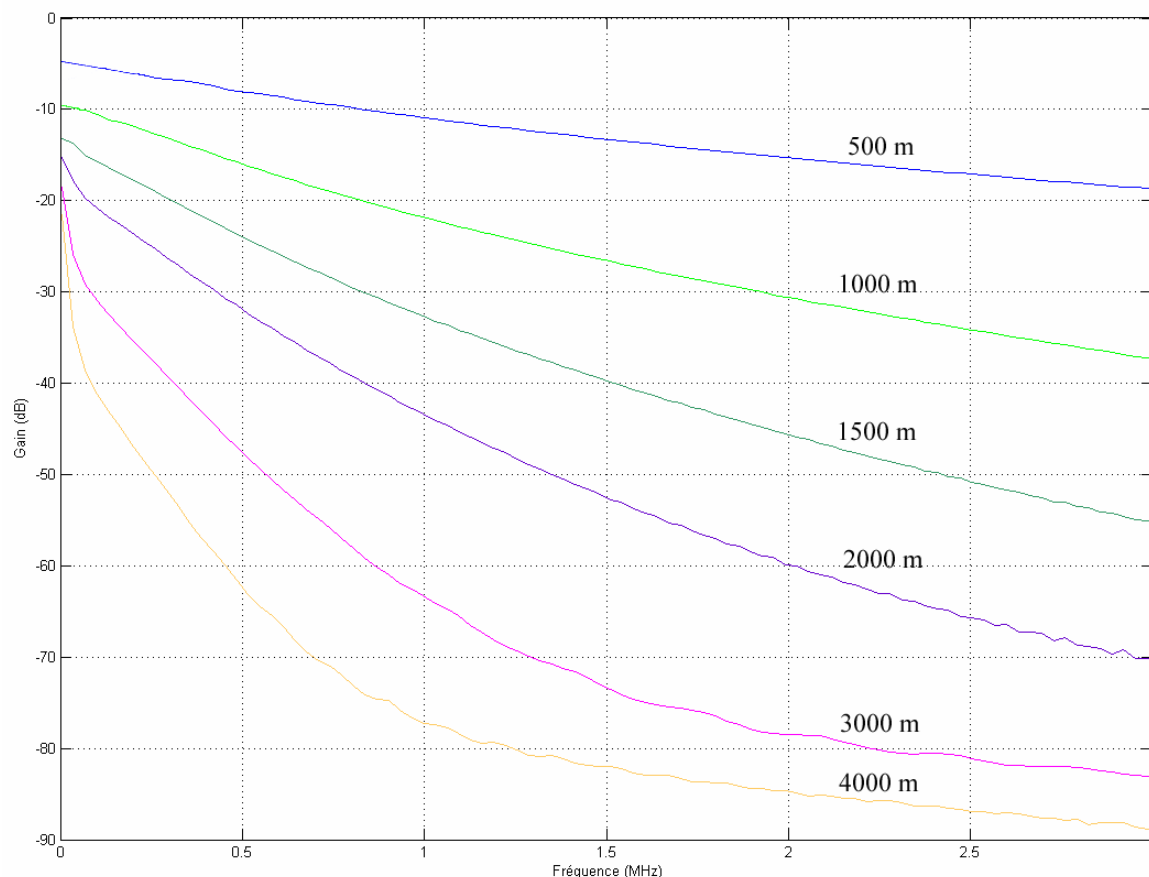


Figure I.20 - Atténuation de ligne d'une paire torsadée en fonction de la fréquence

D'autre part, l'atténuation est d'autant plus importante que le diamètre des conducteurs de cuivre est petit. Ceci est directement lié aux pertes résistives sur la ligne, dépendantes du diamètre de ses conducteurs.

1.6.3.2) Vitesse de propagation

La vitesse de propagation est définie selon la formule de l'équation (I.4) :

$$c(f) = \frac{\omega}{\beta(f)} \quad (I.4)$$

Avec c = Vitesse de propagation (km/s)
 β = constante de déphasage linéique (rad/km)

En pratique, on observe un fort décalage de la vitesse de propagation des fréquences faibles par rapport aux fréquences élevées, ceci étant dû à un effet dispersif de la phase. On parle de dispersion.

Cet effet dispersif du canal a pour effet, dans le domaine temporel, de recevoir des données de durée T' supérieures à la durée initiale T du signal émis. Alors, lors de la réception d'un échantillon temporel, ce dernier contient non seulement la contribution de l'échantillon émis correspondant mais aussi celle des échantillons voisins. On parle d'Interférence Entre Symboles (IES).

1.6.3.3) Désadaptation à l'impédance caractéristique : réflexions et échos

L'abonné final est relié au central téléphonique par plusieurs tronçons de câbles. Or d'un bout à l'autre de cette liaison, le réseau d'accès peut être composé de fils de cuivre de caractéristiques différentes, par leur diamètre, le type d'isolant, le pas de torsadage, etc. Ainsi, ces différents tronçons de câbles ont des caractéristiques électriques différentes, notamment impédance caractéristique, entraînant des réflexions et une distorsion du signal. On parle d'écho. L'intensité des échos est liée à la différence des impédances caractéristiques des deux câbles et à la distance séparant la discontinuité de l'émetteur / récepteur vers lequel l'écho se dirige. L'amplitude du coefficient de réflexion r , au niveau de la jonction, caractérise le degré de discontinuité entre deux câbles :

$$r = \frac{U_{\text{écho}}}{U_{\text{émis}}} = \frac{Z_{c1} - Z_{c2}}{Z_{c1} + Z_{c2}} \quad (\text{I.5})$$

Avec	r	=	Coefficient de réflexion
	Z_{c1}	=	Impédance caractéristique du premier câble (Ω)
	Z_{c2}	=	Impédance caractéristique du second câble (Ω)
	$U_{\text{écho}}$	=	Amplitude du signal écho (V)
	$U_{\text{émis}}$	=	Amplitude du signal émis (V)

Des réflexions peuvent également survenir en bout de câble, à cause d'une inadéquation d'impédance entre l'impédance Z_L du modem du client ou du DSLAM du central téléphonique et l'impédance d'entrée Z_c de la ligne.

Le coefficient de réflexion ρ quantifie le signal qui est réfléchi et est défini par la relation :

$$\rho = \frac{Z_L - Z_c}{Z_L + Z_c} \quad (\text{I.6})$$

Réflexions ou échos, ces phénomènes engendrent une propagation de signaux parasites sur la ligne, engendrant un niveau de bruit stationnaire plus élevé et limitant par conséquent les performances des systèmes.

1.6.3.4) La diaphonie

Comme nous l'avons souligné aux paragraphes 4.5 et 4.6, la diaphonie quant à elle traduit le couplage se produisant entre des conducteurs relativement proches (figure I.21).

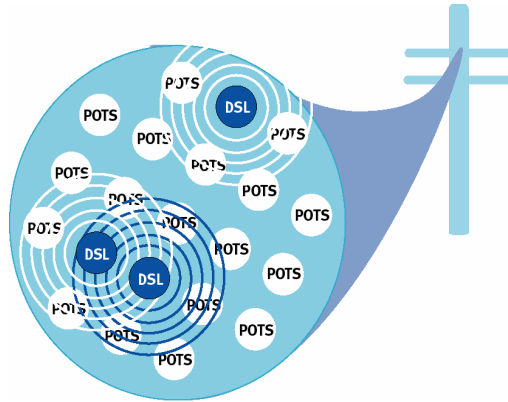


Figure I.21 - Diaphonie

Le bruit de diaphonie est composé de la diaphonie capacitive et la diaphonie inductive, provenant respectivement des capacités et inductions mutuelles existant entre des conducteurs adjacents, et suivant les modes de couplages décrits précédemment dans ce chapitre.

Physiquement, le signal transitant sur un conducteur engendre un rayonnement électromagnétique, générant à son tour des courants lorsqu'il entre en contact avec les paires voisines. Il en résulte l'apparition de bruit, qui vient se superposer aux signaux utiles véhiculés sur les paires environnantes, qui elles-mêmes génèrent de la diaphonie.

L'intensité du bruit qui résulte de ce couplage de lignes, dépend des paramètres suivants:

- la distance séparant les deux lignes adjacentes,
- l'impédance caractéristique Z_c (les lignes sont supposées de même impédance),
- la constante de diélectrique de l'isolant, environnant les conducteurs,
- le rapport de la longueur des lignes couplées.

La modélisation de ce phénomène physique est très complexe [GAR96] et le bruit de diaphonie est considéré comme l'une des contraintes majeures pour les transmissions à haut débit sur la boucle locale. Il constitue le perturbateur permanent le plus pénalisant pour ces transmissions.

1.7) Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons décrit le réseau filaire de France Télécom, support des transmissions xDSL. Dans ce contexte, les différents types de câbles utilisés sur la boucle locale ont été présentés : câbles de transport, de branchement et de l'installation terminale du client.

Nous avons ensuite présenté l'environnement électromagnétique des réseaux filaires, qu'ils soient câbles télécom du réseau d'accès ou câbles électriques du réseau domestique. La description des modes de couplages de ces bruits sur les conducteurs cuivrés nous a alors permis d'analyser l'ampleur des perturbations électromagnétiques subies par les réseaux filaires quels qu'ils soient.

Nous avons par la suite orienté notre travail sur une description des systèmes xDSL, et en ce sens avons détaillé les versions les plus récentes ou les plus exploitées : SDSL, ADSL, ADSL2+, VDSL, VDSL2.

L'analyse des caractéristiques électriques de la paire cuivrée nous a ensuite permis de constater qu'un tel canal est également lui-même source de perturbations, notamment en raison de son effet dispersif, son atténuation linéique et des phénomènes de réflexion, échos et diaphonie qui s'y produisent.

Nous avons ainsi mis en lumière le phénomène de diaphonie, qui constitue l'un des perturbateurs les plus pénalisants. En effet, cette dernière provient de la coexistence dans un même câble de multiples systèmes de transmission. Or avec la course au débit et l'augmentation croissante du nombre de clients "Haut Débit", de plus en plus d'équipements xDSL sont insérés dans le réseau; ce qui a pour conséquence directe d'augmenter ce phénomène de diaphonie et de détériorer les performances des systèmes en limitant leur portée ou leur débit.

Il est donc impératif d'étudier plus en détail ce phénomène et de le modéliser par le biais d'outils spécifiques de calcul, utilisant les théories adéquates.

C'est ce que nous développons dans le prochain chapitre, en étudiant la diaphonie dans les réseaux multifilaires par la théorie des lignes de transmission.

Chapitre 2

Etude de la diaphonie dans les réseaux multifilaires par la théorie des lignes de transmission

2.1) Introduction

Différentes méthodes peuvent être utilisées pour traiter les problèmes de compatibilité électromagnétique au sein des réseaux multifilaires de télécommunications. Nous nous proposons dans ce chapitre de présenter une méthode particulière, la théorie des lignes de transmission, et d'en développer les principales caractéristiques dans une première section.

Cette théorie, couplée à une approche topologique afin de modéliser finement les réseaux, est mise en œuvre en utilisant le code de calcul RESLINE (dénomination interne), que nous présentons dans une seconde section. Cet outil est le fruit de la collaboration entre France Télécom et l'équipe électromagnétisme du LASMEA (Clermont-Ferrand).

Une troisième section est dédiée à la mise en évidence de la diaphonie dans les câbles de télécommunications.

Dans cette section, le problème de la diaphonie est discuté à partir d'un cas simple : celui de quatre conducteurs couplés, torsadés ou non, et munis ou non d'un blindage.

Ces modèles, s'ils paraissent dans un premier temps assez simples, peuvent néanmoins dans beaucoup de cas, être considérés comme une approximation réaliste et même comme le "pire cas" de diaphonie dans les câbles multiconducteurs assemblés par quarts, ce que nous montrons par des simulations de câbles existants.

2.2) Caractéristiques de la propagation sur ligne multifilaire par la théorie des lignes de transmission

La théorie des lignes de transmission permet l'étude des phénomènes de propagation le long d'un support d'information. Cette méthode est basée sur la résolution de deux équations différentielles, les équations des télégraphistes, liant tension et courant en une position sur le conducteur.

Les équations des lignes de transmission peuvent être obtenues de trois façons différentes : à partir de formes intégrales ou différentielles des équations de Maxwell ou à partir d'un schéma de ligne équivalent.

Ce principe permet donc de déterminer, de façon approchée, les tensions et courants induits sur les conducteurs filaires ne comportant ni coude ni discontinuité géométrique. Elle s'applique particulièrement aux structures filaires simples, en garantissant des temps de calculs relativement faibles.

La théorie des lignes de transmission est le formalisme le plus utilisé pour le calcul du couplage avec un réseau complexe. Elle est par conséquent tout à fait appropriée à l'étude des couplages au sein des câbles multiconducteurs de télécommunications du réseau téléphonique.

L'utilisation de cette approche est liée à la connaissance des paramètres linéiques des lignes multifilaires dont l'évaluation peut se faire par rapport à un référentiel constitué soit par le sol, soit par le blindage des câbles. Dans ce qui suit, nous adoptons une résolution du problème par une approche globale qui conduit à l'utilisation du sol comme référentiel.

2.2.1) Hypothèses faites par la théorie des lignes de transmission

L'établissement des équations des lignes de transmission repose sur trois hypothèses principales [PAU94], parfois dites restrictives :

Hypothèse 1 : La ligne de transmission étudiée est considérée comme une succession en cascade de multipôles, de longueurs très inférieures à la longueur d'onde. Seuls les couplages de chaque dipôle sur lui-même sont considérés, les couplages entre dipôles sont négligés.

Hypothèse 2 : Le courant varie lentement sur la ligne. Cette hypothèse implique un critère d'échantillonnage : $\Delta x \ll \lambda$ où Δx est la longueur d'un segment.

Hypothèse 3 : Les ondes circulant sur un conducteur sont de type quasi-TEM (Transverse ElectroMagnétique), c'est-à-dire que toutes les dimensions transversales (hauteurs, espacements entre conducteurs, diamètre des conducteurs) sont faibles devant la plus petite longueur d'onde. De plus, les conducteurs et le plan de masse sont supposés de conductivité finie.

Dans le cadre de cette étude, nous considérons le cas de câbles constitués de $N+1$ conducteurs parallèles entre eux, ne présentant pas de variation transversale le long du câble, et où le sol, $N+1^{ième}$ conducteur, est considéré comme conducteur de référence.

Les dimensions transversales sont considérées beaucoup plus petites que la plus petite longueur d'onde des signaux perturbateurs considérés. Les conducteurs peuvent être imparfaits et le milieu environnant hétérogène. Nous restons cependant dans l'hypothèse quasi-TEM.

Sous ces conditions, et avec un indice de réfraction du sol élevé, la théorie des lignes de transmission donne des résultats valables jusqu'à des fréquences de l'ordre de quelques dizaines de Mégahertz.

2.2.2) Equations des télégraphistes

Nous choisissons dans ce paragraphe de déterminer les équations des télégraphistes à partir d'un schéma de ligne équivalent. Pour ce faire, considérons une ligne composée de deux conducteurs i et j , et un plan de référence. La figure II.1 représente un élément infinitésimal (entre X et $X+dx$) d'une telle ligne.

Les différentes grandeurs représentées sur la figure II.1 sont d'une part, les paramètres linéiques $RLCG$ définis au premier chapitre, et d'autre part, les générateurs de tension et de courant équivalents V_{s_i} et I_{s_i} de l' $i^{\text{ème}}$ conducteur de l'élément de ligne (termes sources) [KER93].

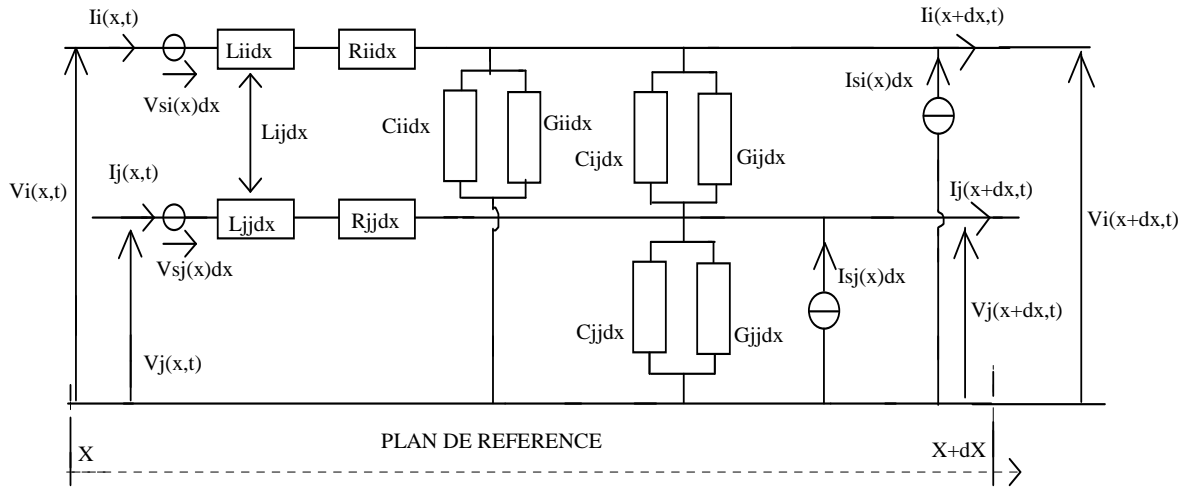


Figure II.1 - Élément infinitésimal d'une ligne composée de deux conducteurs et un plan de référence

A partir des lois des nœuds et des mailles appliquées à cet élément de ligne, nous sommes en mesure d'obtenir les équations suivantes, dites équations des télégraphistes :

$$\begin{cases} \frac{d}{dx} V_i(x,t) = -Z \cdot I_j(x,t) + V_{s_i}(x,t) \\ \frac{d}{dx} I_i(x,t) = -Y \cdot V_j(x,t) + I_{s_i}(x,t) \end{cases} \quad (\text{II.1})$$

$$\text{Où } Z = \sum_{j=1}^N \left(R_{ij} + \frac{d}{dt} L_{ij} \right) \text{ et } Y = \sum_{j=1}^N \left(G_{ij} + \frac{d}{dt} C_{ij} \right).$$

La généralisation du système (II.1) au cas d'une ligne composée de N conducteurs conduit à la formulation des équations des lignes :

$$\begin{cases} \frac{d}{dx}[V(x)] = -[Z] \cdot [I(x)] + [V_s(x)] \\ \frac{d}{dx}[I(x)] = -[Y] \cdot [V(x)] + [I_s(x)] \end{cases} \quad (\text{II.2})$$

Avec $[V(x)]$ et $[I(x)]$ les matrices des tensions et courants naturels sur la ligne, $[Z]$ et $[Y]$ respectivement les matrices (d'ordre $N \times N$) impédance et admittance linéiques de la ligne. Les matrices $[Z]$ et $[Y]$ sont dépendantes de la fréquence et définies à partir des matrices des paramètres linéiques *RLCG* de la ligne, caractérisés dans le cas d'une ligne à N conducteurs par des matrices d'ordre $N \times N$:

$$[Z] = [R] + j \cdot \omega \cdot [L] \quad (\text{II.3})$$

$$[Y] = [G] + j \cdot \omega \cdot [C] \quad (\text{II.4})$$

Nous rappelons les caractéristiques de ces différents paramètres :

- Inductance linéique L : caractérise les flux magnétiques inter et intra conducteurs de la ligne,
- Capacitance linéique C : caractérise la capacité, par unité de longueur, créée par le diélectrique et les conducteurs,
- Conductance linéique G : puissance dissipée en chaleur dans le diélectrique, caractérisant les pertes dans le diélectrique et les défauts d'isolement.
- Résistance linéique R : correspond à la puissance dissipée en chaleur dans les conducteurs.

Les matrices impédance et admittance linéiques de la ligne tiennent ainsi compte des caractéristiques des paramètres internes, des éventuels blindages, et de l'influence du milieu environnant.

Tout en tenant compte de ces différentes composantes, une autre formulation des matrices admittance et impédance linéiques est possible :

$$[Z] = [Z_{\text{interne}}] + [Z_{\text{blindage}}] + [Z_{\text{sol}}] \quad (\text{II.5})$$

$$[Y] = j \cdot \omega \cdot [P]^{-1} \quad \text{où} \quad [P] = [P_{\text{interne}}] + [P_{\text{blindage}}] + [P_{\text{sol}}] \quad (\text{II.6})$$

Avec :

$[P]$: matrice potentiel [AME80] [DAR88]

$[Z_{\text{interne}}]$ et $[P_{\text{interne}}]$: matrices des paramètres propres des conducteurs internes d'un câble par rapport au blindage qui les entoure,

$[Z_{\text{blindage}}]$ et $[P_{\text{blindage}}]$: matrices des impédances de connexion entre les surfaces internes ou externes de chaque blindage,

$[Z_{sol}]$ et $[P_{sol}]$: matrices relatives à l'influence du milieu extérieur aux câbles, dont la prise en compte est réalisée en utilisant les intégrales de Carson pour les lignes aériennes et les intégrales de Pollaczek pour les lignes souterraines.

Ces termes sont explicités dans [DAG95] pour une ligne multifilaire aérienne ou un câble multifilaire enterré.

2.2.3) Résolution des équations des lignes

2.2.3.1) Formalisme des variables d'état

Les équations des télégraphistes présentées en (II.2) sont un ensemble d'équations différentielles couplées du 1^{er} ordre, et faisant apparaître un terme source supplémentaire par rapport aux équations des lignes homogènes habituelles.

La représentation matricielle du système (II.2) est :

$$\underbrace{\frac{d}{dx} \begin{bmatrix} V(x) \\ I(x) \end{bmatrix}}_{X(x)} = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & -Z \\ -Y & 0 \end{bmatrix}}_A \cdot \underbrace{\begin{bmatrix} V(x) \\ I(x) \end{bmatrix}}_{X(x)} + \underbrace{\begin{bmatrix} Vs(x) \\ Is(x) \end{bmatrix}}_{X(x)} \quad (\text{II.7})$$

L'intérêt d'écrire les équations des lignes définies en (II.2) sous cette forme matricielle réside dans le fait que la solution du système (II.7) peut être obtenue directement par analogie avec le formalisme des variables d'état, dont la démonstration est effectuée dans [PAU96].

En effet, il y est montré que la solution de l'équation (II.8) est donnée par la relation (II.9).

$$\frac{d}{dx} X(t) = A \cdot X(t) + B \cdot W(t) \quad (\text{II.8})$$

$$X(t) = \phi(t - t_0) \cdot X(t_0) + \int_{t_0}^t \phi(t - \tau) \cdot B \cdot W(\tau) \cdot d\tau \quad (\text{II.9})$$

Où la matrice de transition d'état est

$$\phi(t_2 - t_1) = e^{A(t_2 - t_1)} \quad (\text{II.10})$$

Ainsi, la solution du système matriciel (II.7) devient :

$$X(x) = \phi(x - x_0) \cdot X(x_0) + \int_{x_0}^x \phi(x - \tau) \cdot \begin{bmatrix} Vs(\tau) \\ Is(\tau) \end{bmatrix} \cdot d\tau \quad (\text{II.11})$$

Avec $X(x) = \begin{bmatrix} V(x) \\ I(x) \end{bmatrix}$, matrice des tensions et courants en tout point x de la ligne.

La matrice des paramètres chaînes est :

$$\phi(x) = e^{A \cdot x} = \begin{bmatrix} \phi_{11}(x) & \phi_{12}(x) \\ \phi_{21}(x) & \phi_{22}(x) \end{bmatrix} \quad (\text{II.12})$$

L'équation (II.11) traduit l'expression des courants et tensions en tout point x de la ligne en fonction de leur valeur à l'origine x_0 , c'est le formalisme des variables d'état [VED92] [BAR92].

Dans le cas étudié ici, nous nous intéressons aux valeurs des tensions et courants aux extrémités de la ligne. Ainsi, l'équation (II.11) correspondant à une ligne commençant en $x_0 = 0$ et appliquée à l'extrémité $x = L$ de celle-ci devient :

$$X(L) = \phi(L) \cdot X(0) + \int_0^L \phi(L-\tau) \cdot \begin{bmatrix} Vs(\tau) \\ Is(\tau) \end{bmatrix} \cdot d\tau \quad (\text{II.13})$$

Les $N \times N$ sous matrices de la matrice chaîne (II.12) appliquée en $x = L$ sont données par :

$$\begin{aligned} \phi_{11}(L) &= \frac{1}{2} Y^{-1} \cdot T \cdot (e^{\gamma L} + e^{-\gamma L}) \cdot T^{-1} \cdot Y \\ \phi_{12}(L) &= -\frac{1}{2} Y^{-1} \cdot T \cdot \gamma \cdot (e^{\gamma L} - e^{-\gamma L}) \cdot T^{-1} \\ \phi_{21}(L) &= -\frac{1}{2} \cdot T \cdot (e^{\gamma L} - e^{-\gamma L}) \cdot \gamma^{-1} \cdot T^{-1} \cdot Y \\ \phi_{22}(L) &= \frac{1}{2} \cdot T \cdot (e^{\gamma L} + e^{-\gamma L}) \cdot T^{-1} \end{aligned} \quad (\text{II.14})$$

Où T est une matrice de taille $N \times N$ définie telle que diagonalisant la matrice $[Y \cdot Z]$, c'est-à-dire vérifiant la relation $[T]^{-1} \cdot [Y \cdot Z] \cdot [T] = [\gamma]^2$, où $[\gamma]$ représente la matrice diagonale des constantes de propagation au carré.

Le développement de l'équation (II.13) permet de faire apparaître les termes $V(0)$, $I(0)$, $V(L)$ et $I(L)$:

$$\begin{bmatrix} V(L) \\ I(L) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \phi_{11}(L) & \phi_{12}(L) \\ \phi_{21}(L) & \phi_{22}(L) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V(0) \\ I(0) \end{bmatrix} + \int_0^L \phi(L-\tau) \cdot \begin{bmatrix} Vs(\tau) \\ Is(\tau) \end{bmatrix} \cdot d\tau \quad (\text{II.15})$$

Après réarrangement des termes, nous obtenons une formulation plus connue de ce système :

$$\begin{bmatrix} \phi_{22}(L) & 1 \\ \phi_{21}(L) & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I(0) \\ -I(L) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \phi_{21}(L) & 0 \\ \phi_{11}(L) & -1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V(0) \\ V(L) \end{bmatrix} = - \int_0^L \begin{bmatrix} \phi_{11}(L-\tau) & \phi_{12}(L-\tau) \\ \phi_{21}(L-\tau) & \phi_{22}(L-\tau) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} Vs(\tau) \\ Is(\tau) \end{bmatrix} \cdot d\tau \quad (\text{II.16})$$

Nous obtenons donc avec (II.16) un système de $2 N$ équations à $4 N$ inconnues : $V(0)$, $I(0)$, $V(L)$ et $I(L)$.

2.2.3.2) Prise en compte des conditions aux limites

L'obtention des $2 N$ équations manquantes, et nécessaires à la résolution du système, s'effectue en incorporant les conditions aux limites, sous forme de schémas électriques équivalents de Thévenin, tels que :

$$\begin{aligned} V(0) &= V_S - Z_S \cdot I(0) \\ V(L) &= V_L - Z_L \cdot I(L) \end{aligned} \quad (\text{II.17})$$

V_S et V_L sont les vecteurs colonnes de taille N des générateurs de tensions équivalents de Thévenin aux extrémités de la ligne, en $x = 0$ et $x = L$.

Z_S et Z_L sont les matrices (de taille $N \times N$) impédances de charges caractérisant les terminaisons des lignes.

Le système (II.17) nous fournit ainsi $2 N$ équations supplémentaires.

2.2.3.3) Solution générale

En combinant les $2 N$ équations du système (II.16) et les $2 N$ équations (II.17) relatives aux conditions aux limites (N côté proche, N côté distant), la solution générale de l'ensemble des courants et tensions aux extrémités de la ligne multifilaire est donnée par un système matriciel sous la forme :

$$[A] \cdot [X] = [B] \quad (\text{II.18})$$

Où les inconnues $V(0)$, $I(0)$, $V(L)$ et $I(L)$ sont rassemblées sous la variable globale X .

A contient les éléments relatifs à la transmission sur la ligne multifilaire d'une part, et aux conditions aux limites d'autre part.

B contient toutes les informations relatives à une éventuelle perturbation extérieure d'une part, et aux générateurs localisés sur la ligne multifilaire d'autre part.

$$\underbrace{\begin{pmatrix} \boxed{\begin{matrix} \text{Caractéristiques} \\ \text{de la ligne} \end{matrix}} & 0 \\ 0 & \boxed{\begin{matrix} \text{Conditions aux} \\ \text{limites} \end{matrix}} \end{pmatrix}}_{[A]} \underbrace{\begin{pmatrix} V(0), I(0), \\ V(L), I(L) \end{pmatrix}}_{[X]} = \underbrace{\begin{pmatrix} \boxed{\begin{matrix} \text{Perturbations} \\ \text{extérieures} \end{matrix}} & 0 \\ 0 & \boxed{\begin{matrix} \text{Générateurs} \\ \text{localisés} \end{matrix}} \end{pmatrix}}_{[B]}$$

2.3) Modélisation des réseaux complexes par une approche topologique

Comme nous l'avons vu au premier chapitre, les réseaux filaires se décomposent en une succession de lignes de transmission reliées les unes aux autres par des réseaux supposés linéaires.

L'utilisation de la théorie des lignes de transmission, présentée dans la section 1 de ce chapitre, permet de déterminer les tensions et les courants sur chacune des lignes du réseau, dès lors que celles-ci sont uniformes, c'est-à-dire dès lors que leurs caractéristiques électriques et géométriques ne varient pas en fonction de la longueur.

Or dans le cas des réseaux de télécommunications, cette hypothèse n'est pas vérifiée, du fait de la topologie du réseau (topologie en Y, jonction de câbles de caractéristiques différentes, etc.) mais également de discontinuités pouvant survenir à l'intérieur même des câbles (non homogénéité de la distance par rapport à l'axe, de la distance entre les conducteurs, du pas de torsadage, etc.).

Pour pouvoir néanmoins utiliser la théorie des lignes dans le cas des câbles de télécommunications, le code de calcul RESLINE couple celle-ci à une approche topologique [PAR91]. Nous nous proposons de présenter brièvement ce formalisme dans une première section.

D'autre part, les câbles de réseau local peuvent être blindés ou non blindés. C'est pourquoi nous explicitons dans une seconde section la méthode de prise en compte de ce blindage par la théorie des lignes dans le code RESLINE.

Afin de traiter des câbles de forte contenance, utilisés entre les centraux et les sous-répartitions, nous introduisons le concept de conducteur équivalent dans une troisième section. Ceci permet d'alléger les temps de calcul tout en considérant une structure complète.

Enfin, une dernière section est dédiée à la prise en compte des torsades dans la modélisation des câbles de télécommunications par la théorie des lignes.

2.3.1) Modélisation du réseau local

Le formalisme de la topologie électromagnétique [BES93] conduit à décomposer les lignes non uniformes en éléments uniformes interconnectés par l'intermédiaire de réseaux linéaires et excités par des générateurs localisés.

Ce principe est représenté sur la figure II.2 pour une ligne composée de L lignes multifilaires (LMF), composées chacune de N_i conducteurs, et interconnectées par le biais de M réseaux.

Chaque extrémité de LMF est terminée sur un réseau, caractérisant les conditions aux limites sur une LMF donnée, et les caractéristiques de raccordement entre deux LMF.

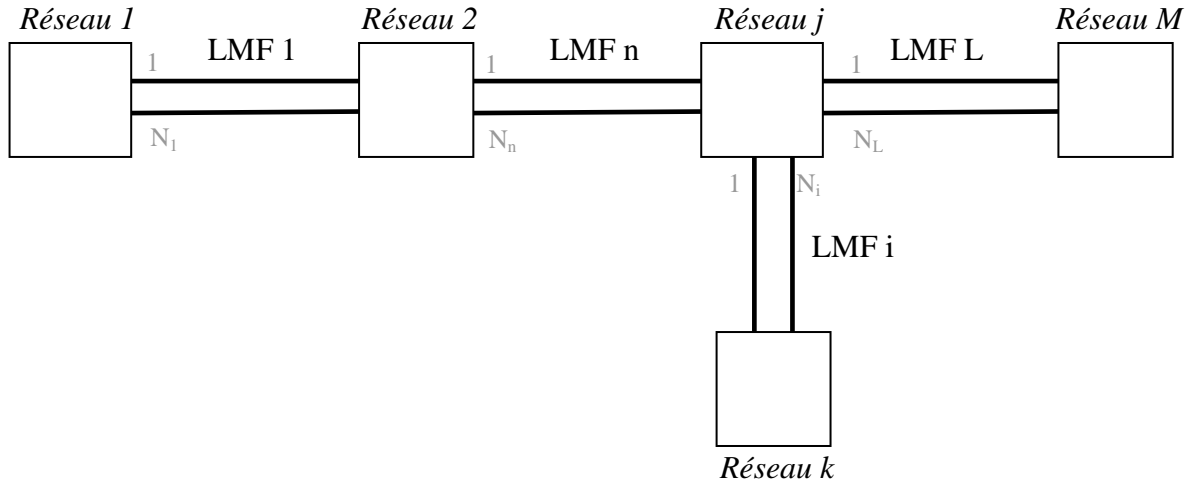


Figure II.2 - Décomposition topologique d'un réseau de lignes

Ainsi, reprenons les solutions (II.16) et (II.14) des équations des lignes présentées dans la section précédente de ce chapitre, et appliquons les au cas d'une ligne composée de L LMF.

Pour chaque LMF i de longueur L_i et contenant N_i conducteurs, les solutions quasi-TEM sont obtenues à partir du système suivant :

$$\begin{bmatrix} \phi_{22}^i(L_i) & 1 \\ \phi_{21}^i(L_i) & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I(0) \\ -I(L) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \phi_{21}^i(L_i) & 0 \\ \phi_{11}^i(L_i) & -1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V(0) \\ V(L_i) \end{bmatrix} = - \int_0^{L_i} \begin{bmatrix} \phi_{11}^i(L_i - \tau) & \phi_{12}^i(L_i - \tau) \\ \phi_{21}^i(L_i - \tau) & \phi_{22}^i(L_i - \tau) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_s^i(\tau) \\ I_s^i(\tau) \end{bmatrix} \cdot d\tau \quad (\text{II.19})$$

Où V_s^i et I_s^i représentent les générateurs localisés équivalents de Thévenin et Norton sur la LMF i , T_i est la matrice qui diagonalise la matrice $[Y_i, Z_i]$ caractéristique de la LMF i , γ_i est la matrice de propagation sur cette même LMF i .

La matrice de transition d'état est définie par :

$$\begin{aligned} \phi_{11}^i(L) &= \frac{1}{2} Y_i^{-1} \cdot T_i \cdot (e^{\gamma_i \cdot L_i} + e^{-\gamma_i \cdot L_i}) \cdot T_i^{-1} \cdot Y_i \\ \phi_{12}^i(L) &= -\frac{1}{2} Y_i^{-1} \cdot T_i \cdot \gamma_i \cdot (e^{\gamma_i \cdot L_i} - e^{-\gamma_i \cdot L_i}) \cdot T_i^{-1} \\ \phi_{21}^i(L) &= -\frac{1}{2} \cdot T_i \cdot (e^{\gamma_i \cdot L_i} - e^{-\gamma_i \cdot L_i}) \cdot \gamma_i^{-1} \cdot T_i^{-1} \cdot Y_i \\ \phi_{22}^i(L) &= \frac{1}{2} \cdot T_i \cdot (e^{\gamma_i \cdot L_i} + e^{-\gamma_i \cdot L_i}) \cdot T_i^{-1} \end{aligned} \quad (\text{II.20})$$

Nous obtenons donc avec (II.19) un système de $2 N_i$ équations à $4 N_i$ inconnues : $V^i(0)$, $I^i(0)$, $V^i(L)$ et $I^i(L)$.

Le système matriciel (II.19) est complété par un second système qui traduit les conditions aux limites au niveau des M réseaux.

Considérons à titre d'exemple le *réseau j* représenté sur la figure II.3.

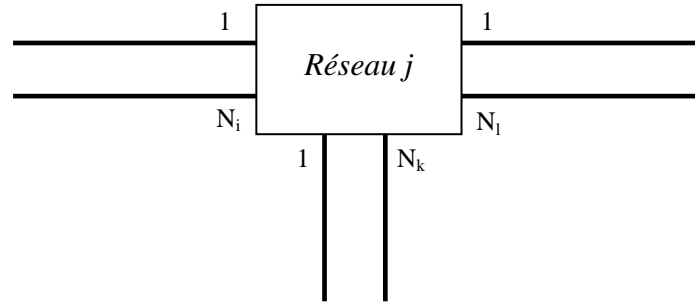


Figure II.3 - Détail d'un réseau de ligne

Ce réseau est composé de N_j nœuds externes : $N_j = N_i + N_k + N_l$.

Au niveau de chaque *réseau j*, les équations électriques traduisant les théorèmes de Thévenin et Norton s'écrivent :

$$P^j \cdot V^j + Q^j \cdot I^j = E^j \quad (\text{II.21})$$

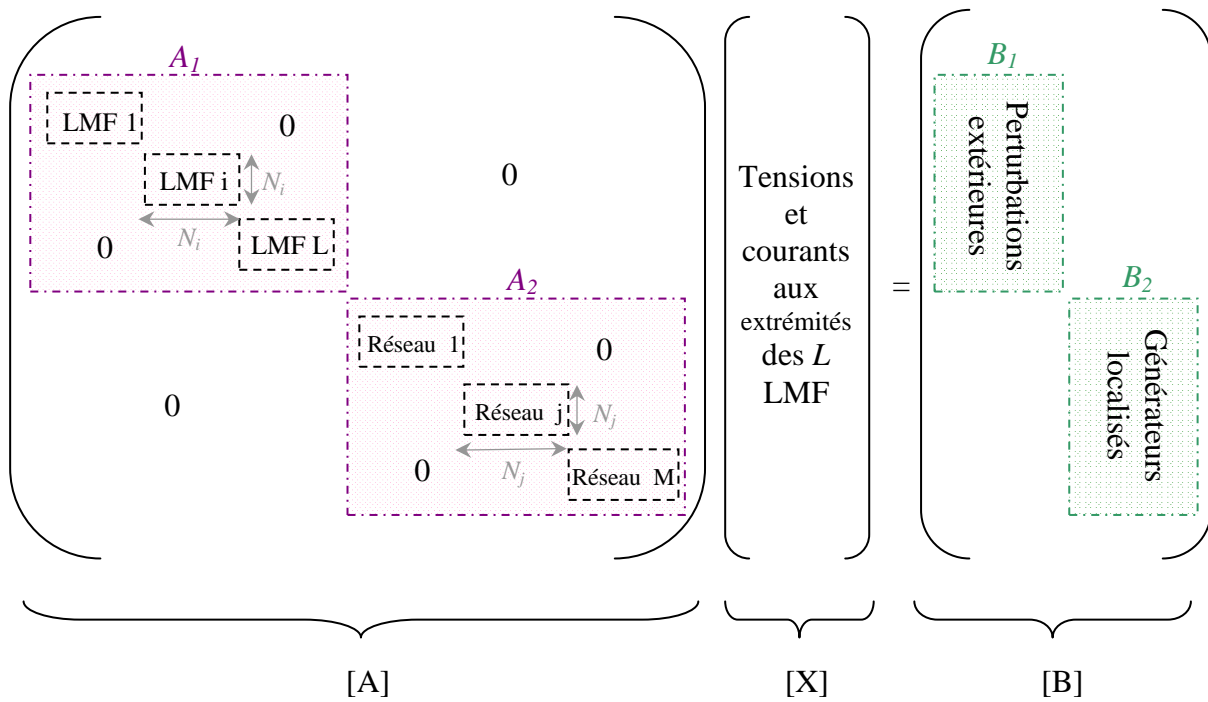
Où P^j et Q^j sont de dimension $N^j \times N^j$ et les vecteurs V^j , I^j , et E^j de taille N_j .

En combinant les L équations (II.19) traduisant les caractéristiques de propagation sur chacune des L LMF, et les M équations (II.21) traduisant les conditions aux limites au niveau des M réseaux, la solution générale de l'ensemble des courants et tensions aux extrémités des LMF est donnée par un système matriciel de la forme :

$$[A] \cdot [X] = [B] \quad (\text{II.22})$$

Où les tensions et courants de chaque LMF sont assemblés sous la variable globale X . La matrice A est constituée de deux sous matrices A_1 et A_2 . A_1 contient l'ensemble des données relatives aux L lignes multifilaires, et A_2 aux M réseaux.

La matrice B est également composée de deux sous matrices B_1 et B_2 . B_1 contient toutes les informations relatives à une éventuelle perturbation extérieure, et B_2 aux générateurs localisés.



2.3.2) Prise en compte du blindage par les paramètres linéiques de la ligne

La prise en compte du blindage des conducteurs par le code de calcul RESLINE est effectuée par une méthode globale utilisant la théorie des lignes couplées. Dans ce contexte, le blindage est assimilé à un conducteur à part entière du toron, caractérisé par des paramètres linéiques propres et des paramètres mutuels qui traduisent les couplages avec les autres conducteurs du faisceau.

Les tensions de tous les conducteurs sont référencées par rapport au sol, de même que les paramètres linéiques du blindage et des conducteurs intérieurs aux blindages.

Les paramètres linéiques internes des câbles étant généralement référencés par rapport au blindage, les caractéristiques physiques du blindage doivent être indiquées afin de permettre au code de calculer la matrice de transfert qui détermine la valeur des paramètres linéiques de l'ensemble de la structure par rapport au sol, à partir de leurs valeurs référencées par rapport au blindage.

2.3.3) Modélisation des câbles multiconducteurs à l'aide de la notion de conducteur équivalent

La résolution des problèmes de couplage pour des câbles comprenant un grand nombre de conducteurs internes nécessite la détermination des paramètres linéiques de tous les conducteurs, et les traiter engendre des temps de calculs prohibitifs. En effet, les câbles de la boucle locale peuvent contenir plusieurs centaines de paires. Les matrices des paramètres linéiques qui caractérisent les couplages capacitifs et inductifs peuvent donc atteindre des dimensions importantes.

Les temps de calcul nécessaires à l'obtention des tensions et courants aux extrémités des différents conducteurs sont directement liés à la taille de ces matrices. Afin de traiter du cas des câbles de forte capacité du réseau de télécommunications, dans des temps de calcul raisonnables, une méthode consiste à introduire la notion de conducteur équivalent.

2.3.3.1) Principe du conducteur équivalent

Ce concept suppose que l'on considère un câble composé d'un nombre N élevé de conducteurs et pour lequel seules les caractéristiques de tension et de courant d'un nombre restreint (une paire, une quarte) d'entre eux nous intéressent.

Les conducteurs dont les tensions et courants d'extrémités ne nous intéressent pas sont considérés sous la forme d'un conducteur équivalent, modélisant l'influence des $N-2$ ou $N-4$ conducteurs le constituant, comme représenté sur la figure II.4.

Grâce à cette modélisation, les matrices de paramètres linéiques à considérer lors des calculs passent d'une dimension $N \times N$ à une dimension 3×3 ou 5×5 .

Compte tenu des longueurs de câbles et des charges qui sont identiques aux extrémités de toutes les paires, cette méthode peut être appliquée et fournir des résultats valides, pour des gammes de fréquences atteignant 100 MHz [KER94].

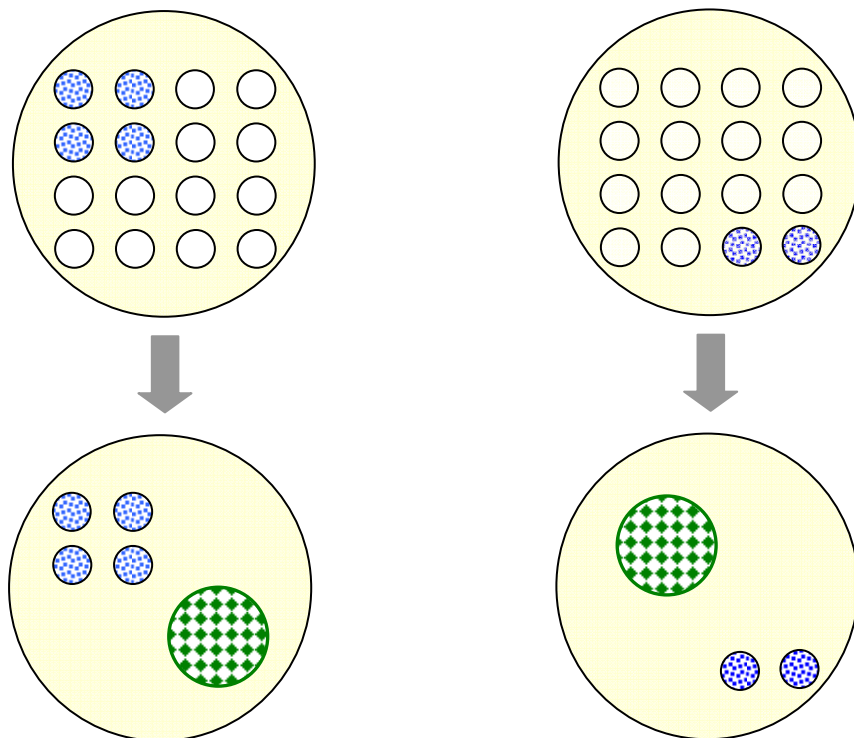


Figure II.4 - Principe du conducteur équivalent

2.3.3.2) Détermination théorique des paramètres linéiques du conducteur équivalent

La détermination analytique des paramètres linéiques du conducteur équivalent s'effectue à partir des paramètres linéiques des conducteurs le constituant.

Pour un câble composé de N conducteurs, considérons que les tensions et courants seront calculés pour k d'entre eux. Alors nous considérons que les $(N-k)$ autres conducteurs ($k+1, k+2, \dots, N$) sont reliés entre eux et constituent le conducteur équivalent, que nous indiquerons ce .

Etant tous reliés entre eux, les $(N-k)$ conducteurs sont parcourus par un même courant et sont au même potentiel par rapport au plan de référence, soit :

$$\frac{I_{ce}}{N-k} = I_{k+1} = I_{k+2} = \dots = I_N \quad (\text{II.23})$$

$$V_{ce} = V_{k+1} = V_{k+2} = \dots = V_N \quad (\text{II.24})$$

Les expressions des paramètres linéiques (inductances et capacités) propres et mutuels du conducteur équivalent sont :

$$L_{ce,ce} = \frac{1}{(N-k)^2} \sum_{j=k+1}^N \sum_{i=k+1}^N L_{ij} \quad (\text{II.25})$$

$$L_{i,ce} = \frac{1}{N-k} \sum_{j=k+1}^N L_{ji} \quad (\text{II.26})$$

$$C_{ce,ce} = \sum_{j=k+1}^N \sum_{i=k+1}^N C_{ij} \quad (\text{II.27})$$

$$C_{i,ce} = \sum_{j=k+1}^N C_{ij} \quad (\text{II.28})$$

La détermination des paramètres linéiques d'un conducteur équivalent peut également être effectuée par la mesure [DAG95].

2.3.3.3) Exemple d'un câble 14 paires de la boucle locale

Considérons un câble série 98 de la boucle locale, utilisé classiquement entre le central et les points de concentration. Ce câble est composé de 28 conducteurs associés en 14 paires et 7 quartes. Leur disposition géométrique est représentée sur la figure II.5.

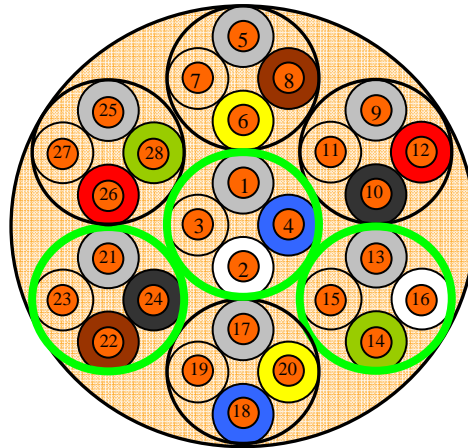


Figure II.5 - Disposition des conducteurs dans un câble série 98 à 28 conducteurs

Les paramètres linéiques (matrice 28×28 pour les matrices L et C) de ce câble sont présentés en (II.29) pour l'inductance linéique (nH/m) et en annexe 1 pour la capacité linéique (pF/m).

423	176	199	188	89	82	78	81	89	93	101	104	112	112	109	103	97	93	89	83	81	85	88	93	99	98	103	97
	420	205	189	90	82	79	81	88	95	101	103	110	106	104	103	97	93	88	84	80	85	87	93	97	98	101	94
		411	156	92	83	79	82	90	94	101	100	103	102	100	100	96	94	88	84	81	85	87	93	97	97	100	94
			406	98	87	83	86	92	96	99	99	97	94	95	94	95	93	89	85	81	85	87	92	93	93	94	89
				366	115	143	144	84	87	83	82	50	50	50	50	46	47	44	39	38	43	44	48	79	79	79	75
					365	147	142	80	79	77	73	44	43	44	44	39	42	40	37	38	38	39	44	73	73	73	70
						359	110	76	74	71	70	40	39	39	40	37	37	36	35	37	40	37	43	69	69	69	68
							358	81	76	74	72	42	42	42	42	39	40	41	39	40	42	43	44	73	73	72	71
								355	118	146	145	78	78	78	79	51	54	50	47	36	39	40	45	50	51	50	54
									359	152	151	82	82	82	83	58	60	55	47	36	39	43	49	57	55	56	47
										363	131	91	90	92	92	61	59	54	47	35	39	42	49	61	61	62	50
											367	95	93	92	93	61	58	52	44	34	38	42	48	61	60	65	50
												382	137	166	162	90	84	89	82	36	42	45	52	56	57	63	49
													382	170	168	90	84	81	72	38	42	46	52	56	56	65	53
														381	137	92	85	81	72	38	43	47	53	57	59	66	53
															377	92	85	81	73	39	43	47	54	58	61	67	57
																377	128	156	144	73	77	82	90	60	64	63	53
																	372	159	147	74	78	83	87	59	58	57	50
																		367	121	75	78	83	87	59	58	57	50
																			366	78	80	84	84	47	46	45	44
																				373	122	151	149	72	72	71	72
																					374	159	155	76	77	75	72
																						376	126	82	82	79	75
																							378	91	91	86	87
																								388	142	171	152
																									385	174	156
																										393	125
																											378

(II.29)

A titre d'exemple, nous choisissons de déterminer les tensions et courants aux extrémités des 12 conducteurs numérotés 1, 2, 3, 4, 13, 14, 15, 16, 21, 22, 23, 24, correspondant aux trois quartes encadrées en trait fort vert sur la figure II.5, et représentées figure II.6.

Les matrices des paramètres linéiques sont donc calculées de telle sorte que les paramètres propres des 12 conducteurs énumérés restent accessibles, alors que tous les autres conducteurs sont regroupés sous le vocable de câble équivalent (indiqué C_e) et leurs paramètres linéiques englobés dans des paramètres linéiques communs.

Cette configuration est schématisée sur la figure II.6.

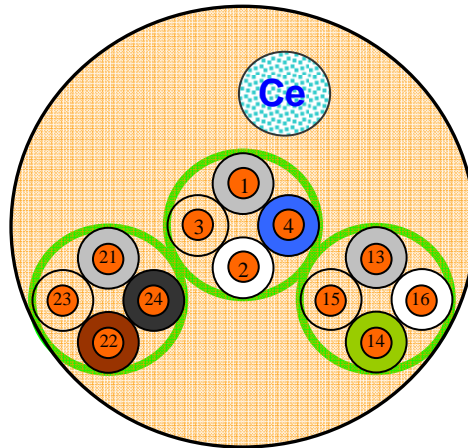


Figure II.6 - Modélisation par câble équivalent du câble 28 conducteurs de la série 98

Les matrices des paramètres linéiques associés à cette configuration sont données en (II.30) pour l'inductance linéique (nH/m) et à nouveau en annexe 1 pour la capacité linéique (pF/m).

$$L = \begin{pmatrix} 423 & 176 & 199 & 188 & 112 & 112 & 109 & 103 & 81 & 85 & 88 & 93 & 92 \\ & 420 & 205 & 189 & 110 & 106 & 104 & 103 & 80 & 85 & 87 & 93 & 92 \\ & & 411 & 156 & 103 & 102 & 100 & 100 & 81 & 85 & 87 & 93 & 92 \\ & & & 406 & 97 & 94 & 95 & 94 & 38 & 85 & 87 & 92 & 92 \\ & & & & 382 & 137 & 166 & 162 & 38 & 42 & 45 & 52 & 68 \\ & & & & & 382 & 170 & 168 & 38 & 42 & 46 & 52 & 67 \\ & & & & & & 381 & 137 & 38 & 43 & 47 & 53 & 68 \\ & & & & & & & 377 & 39 & 43 & 47 & 54 & 69 \\ & & & & & & & & 373 & 122 & 151 & 149 & 55 \\ & & & & & & & & & 374 & 159 & 155 & 58 \\ & & & & & & & & & & 376 & 126 & 61 \\ & & & & & & & & & & & 378 & 67 \\ & & & & & & & & & & & & 279 \end{pmatrix} \quad (\text{II.30})$$

Cette représentation de seize conducteurs en un conducteur équivalent permet de simuler des câbles de forte capacité tout en s'affranchissant des contraintes de temps liées à des configurations trop lourdes car complexes.

2.3.4) Modélisation du torsadage des conducteurs

L'utilisation de la théorie des lignes de transmission suppose que les lignes soient uniformes. Or il apparaît que la grande majorité des câbles utilisés dans la boucle locale est composée de

paires torsadées. Ainsi, la hauteur des conducteurs par rapport au plan de référence varie et les paramètres impédance et admittance évoluent en conséquence. Aussi, les lignes ne peuvent plus être considérées comme uniformes et les équations énoncées en (II.2) ne sont plus applicables.

Une technique de prise en compte des torsades tout en conservant une approche par la théorie des lignes de transmission consiste à modéliser une ligne torsadée par une succession de lignes uniformes. Cette technique de modélisation utilisée dans [PAU79] utilise la théorie des lignes de transmission uniformes. La ligne torsadée est supposée constituée d'une cascade de cellules élémentaires de longueur L_s , situées dans un plan vertical. Chaque cellule correspond à une demi-torsade et est formée de deux conducteurs parallèles et uniformes.

La figure II.7 représente le principe de cette approche. Une torsade est décomposée en deux cellules élémentaires notées $L_{s,i}$, et de deux réseaux afin d'inverser l'indice des conducteurs.

Dans le code de calcul mis en œuvre pour notre étude, chaque cellule élémentaire peut être considérée comme une LMF de longueur correspondant à un demi pas de torsadage (10 cm), et composée de deux conducteurs parallèles.

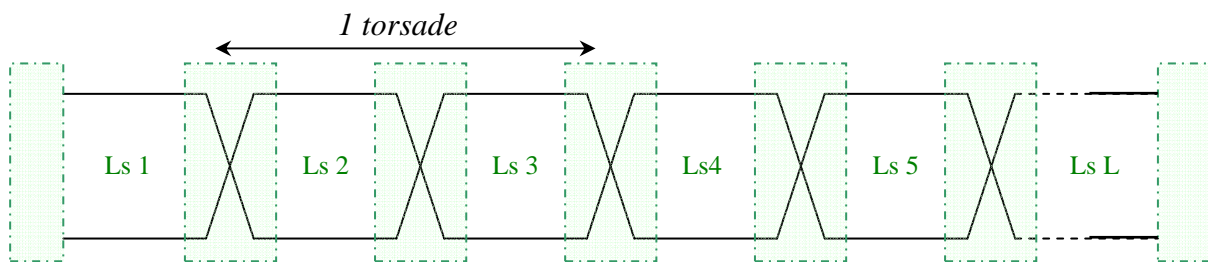


Figure II.7 - Modélisation d'une ligne torsadée par une succession de lignes uniformes

Néanmoins, pour des lignes de longueur importante, le nombre de cellules devient important et les temps de calcul engendrés prohibitifs.

C'est pourquoi nous modélisons une ligne torsadée suivant un nombre déterminé de cellules (une vingtaine), et en déduisons des paramètres linéiques moyens. Ceux-ci sont ensuite utilisés comme valeur moyenne pour une ligne homogène de longueur quelconque.

Cette approche fait néanmoins quelques approximations sur la structure des torsades qu'il est important de mentionner. En effet, ces dernières sont ici modélisées dans un plan où le croisement des conducteurs a lieu sur une distance nulle, ce qui n'est pas rigoureusement exact puisqu'une ligne bifilaire torsadée est une structure à trois dimensions dont la forme se rapproche d'un double hélicoïde.

Aussi, nous utilisons les paramètres linéiques de lignes torsadées lorsque ceux-ci sont calculés suivant la manière qui vient d'être décrite, mais également lorsqu'ils proviennent de codes de calcul spécifiques [HAS06b], ou de mesures, dont la méthodologie est rappelée en annexe 2.

2.4) Caractérisation de la diaphonie

Grâce au code de calcul RESLINE, qui vient d'être présenté, nous sommes en mesure de simuler les lignes de télécommunications, des plus basiques aux plus complexes, qu'elles fassent intervenir ou non des blindages, torsades, connections de lignes, etc.

Nous exploitons par conséquent cet outil afin de mettre en évidence le phénomène de diaphonie dans les câbles multiconducteurs de télécommunications, et étudions les paramètres de ligne qui ont une influence sur les différents niveaux de diaphonie.

Dans un premier temps, nous rappelons que la diaphonie est définie en terme de puissance transférée d'un système perturbateur vers un système perturbé.

- Si le niveau de diaphonie est mesuré du même côté que celui où a lieu la génération du perturbateur, nous parlons de *paradiaphonie* (NEXT : Near End CrossTalk en anglais).
- Si la diaphonie est mesurée du côté lointain de la ligne en comparaison avec le côté où est généré le signal perturbateur, nous parlons de *télédiaphonie* (FEXT : Far End CrossTalk en anglais).

Ces deux notions sont représentées sur la figure II.8.

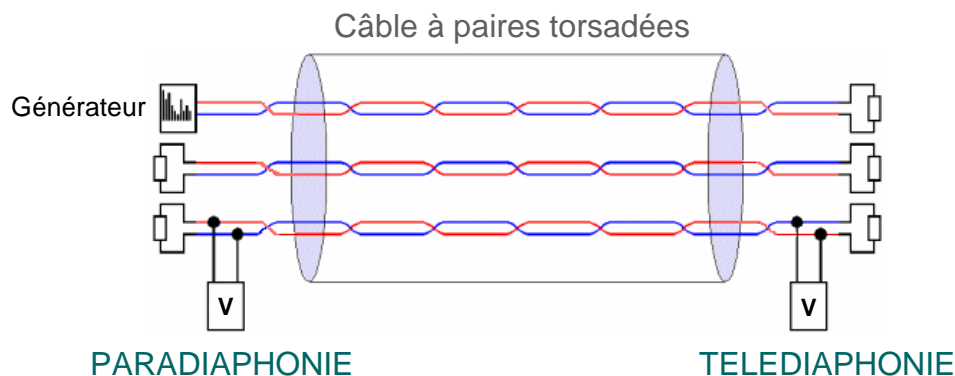


Figure II.8 - Paradiaphonie et Télédiaphonie

2.4.1) Mise en évidence de la diaphonie sur une ligne composée de quatre conducteurs

Considérons un câble non écranté et sans pertes, composé de quatre conducteurs de cuivre ($\sigma = 58.10^6$ S/m) de diamètre $\varnothing_1 = \varnothing_2 = \varnothing_3 = \varnothing_4 = 0.5$ mm, disposés en "configuration carrée" à une hauteur de 3 m au dessus du sol ($h_3 = h_4$).

Les conducteurs 1 et 2 constituent une première paire, les conducteurs 3 et 4 une seconde. Ces paires ne sont pas torsadées.

La longueur de la ligne est de 1000 m, celle-ci est parfaitement horizontale au-dessus d'un plan de conductivité 0.01 S/m et de permittivité $\epsilon_r = 10$.

Cette configuration est représentée sur la figure II.9.

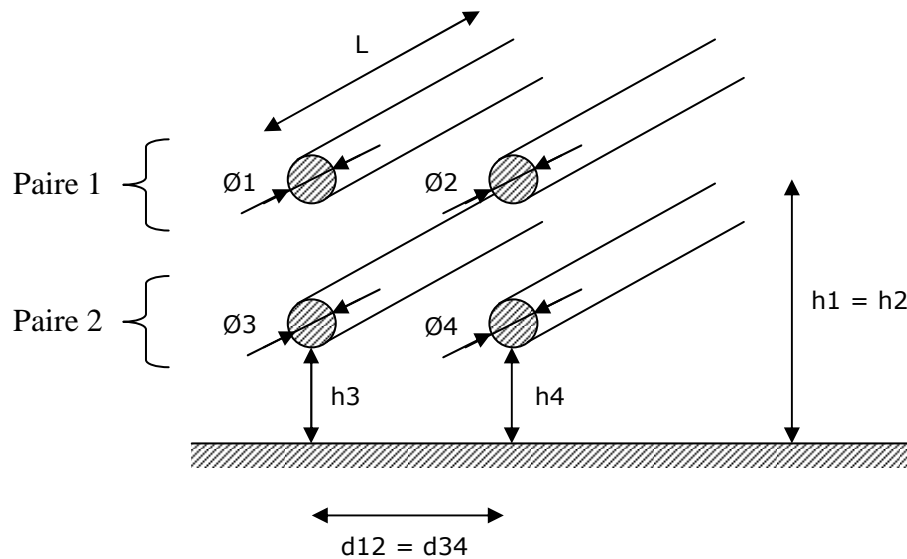


Figure II.9 - Configuration carrée d'un câble non écrané de quatre conducteurs

2.4.1.1) Principe de mesure des niveaux de para- et télé- diaphonie

Cette configuration de ligne est simulée avec le code RESLINE, lorsque les extrémités de celle-ci sont terminées sur des impédances de $120 \, \Omega$ (figure II.10), correspondant à l'impédance des dispositifs généralement mis en œuvre en bout de ligne dans une configuration réelle de transmission xDSL (modems).

Un signal temporel de type trapézoïdal est injecté sur la "paire 1", dite *paire perturbatrice*, permettant ainsi de visualiser les réflexions se produisant aux extrémités des lignes étudiées.

Nous relevons les signaux de paradiaphonie et télédiaphonie engendrés sur la "paire 2", dite *paire victime*.

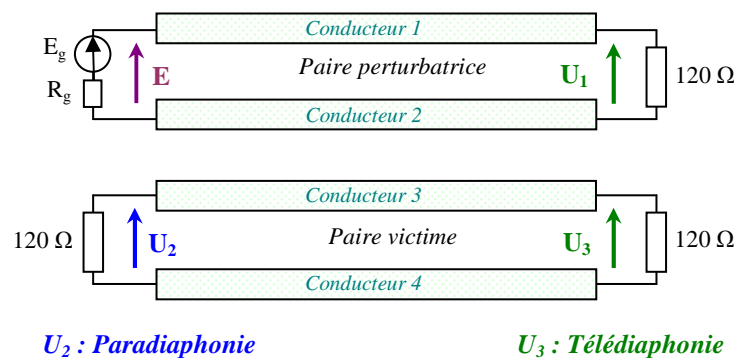


Figure II.10 - Configuration des terminaisons de la ligne

Nous définissons les niveaux de para- et télé- diaphonie en utilisant les formules (II.31) et (II.32) :

$$\text{paradiaphonie} = 20 \cdot \log_{10} \left(\frac{U_2}{E} \right) \quad (\text{dB}) \quad (\text{II.31})$$

$$\text{télédiaphonie} = 20 \cdot \log_{10} \left(\frac{U_3}{E} \right) \quad (\text{dB}) \quad (\text{II.32})$$

Par la suite, nous présentons abusivement les résultats des couplages côtés proches (U_2) et distants (U_3) sous le nom de paradiaphonie et télédiaphonie

2.4.1.2) Résultats temporels

Les résultats temporels de diaphonie correspondant à cette configuration sont présentés sur la figure II.11.

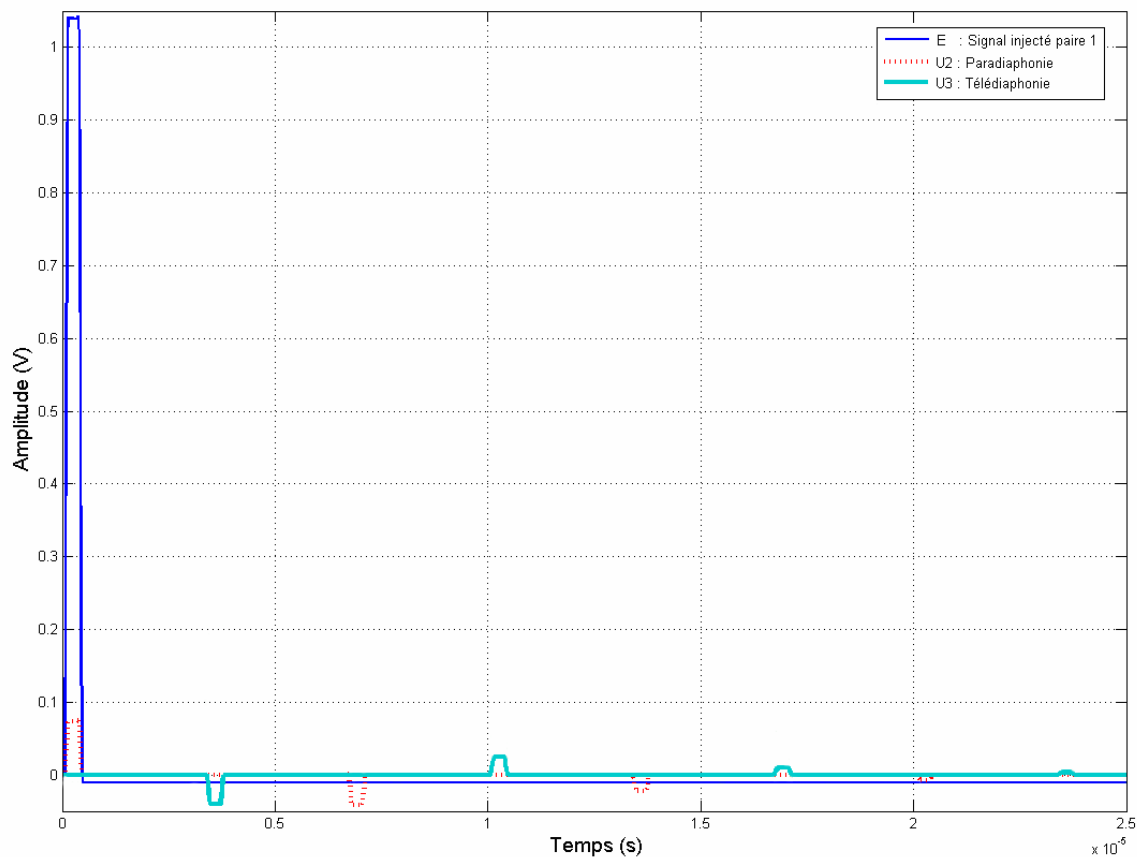


Figure II.11 - Diaphonie dans le domaine temporel

La visualisation des tensions U_2 et U_3 indique la présence de signaux sur la *paire 2*, dite *paire victime*, et ce alors même qu'aucun signal n'a été intentionnellement injecté sur celle-ci.

L'existence de ces signaux est due au phénomène de *diaphonie*.

2.4.1.3) Résultats fréquentiels

Ces mêmes résultats, cette fois visualisés sous forme de Densité Spectrale de Puissance (DSP) dans le domaine fréquentiel, sont fournis sur la figure II.12.

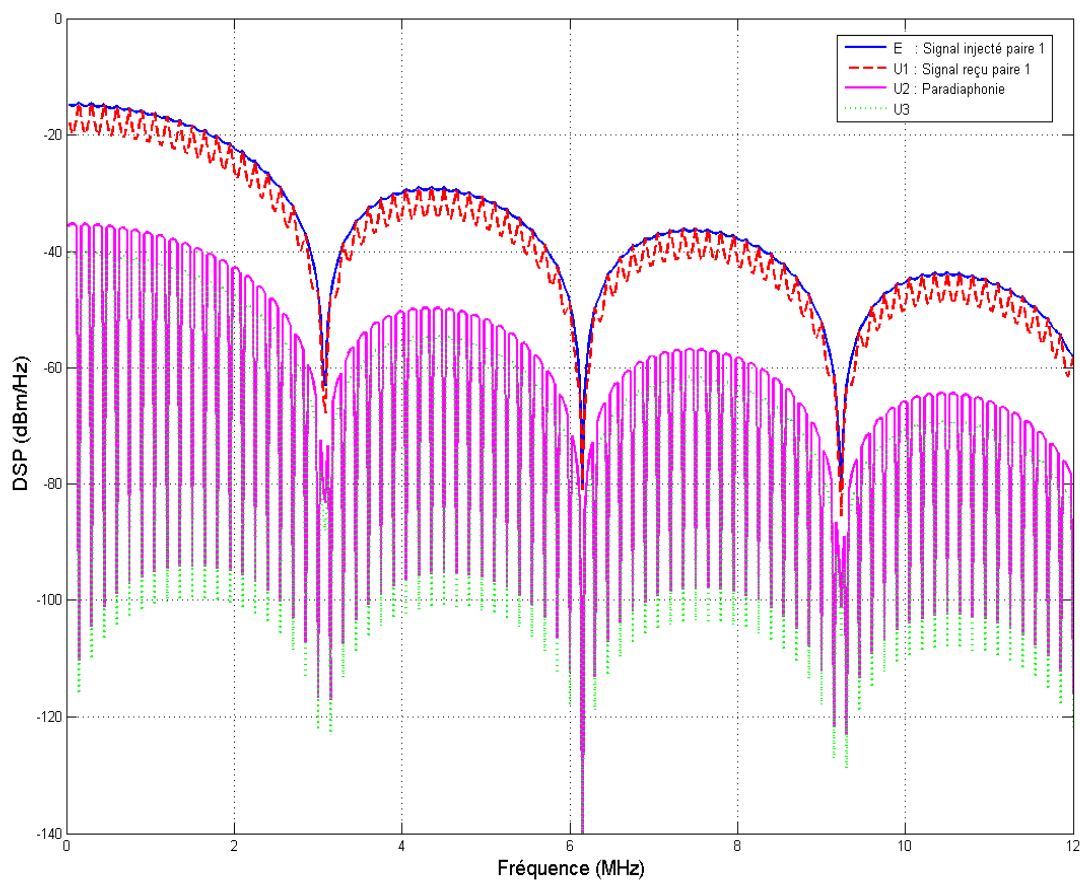


Figure II.12 - Diaphonie dans le domaine fréquentiel

Les résultats fréquentiels sont limités à 12 MHz, afin de couvrir les plans ADSL, ADSL2, ADSL2+ et VDSL (plan 997) déployés à ce jour dans les réseaux.

Ces résultats sont présentés sous forme de densité spectrale de puissance, afin que les niveaux relevés puissent être comparés à ceux mis en œuvre dans le cas de signaux xDSL.

En effet, dans le cas de liaisons xDSL, le niveau de bruit ambiant est d'environ -140 dBm/Hz.

Ces résultats de simulations montrent que les niveaux de paradiaphonie et télédiaphonie sont bien au-dessus des -140 dBm/Hz. Nous observons donc la présence de signaux parasites sur la paire victime.

2.4.2) Contribution de diaphonie d'une paire sur ses voisines

Considérons à présent le cas du câble 14 paires série 98 de la boucle locale, représenté sur la figure II.5. Nous désirons comparer les niveaux de télédiaphonie engendrés par la *paire 1* sur les paires numérotées 2, 4, et 6 représentées sur la figure II.13.

La télédiaphonie relevée sur la *paire 2* est appelée *télédiaphonie intraquarte*, en raison de sa localisation dans la même quartie que le perturbateur.

Les télédiaphonies relevées sur les paires 4 et 6 sont appelées *télédiaphonies extraquartes*, du fait qu'elles sont mesurées sur des conducteurs localisés dans des quartes différentes de celle du perturbateur.

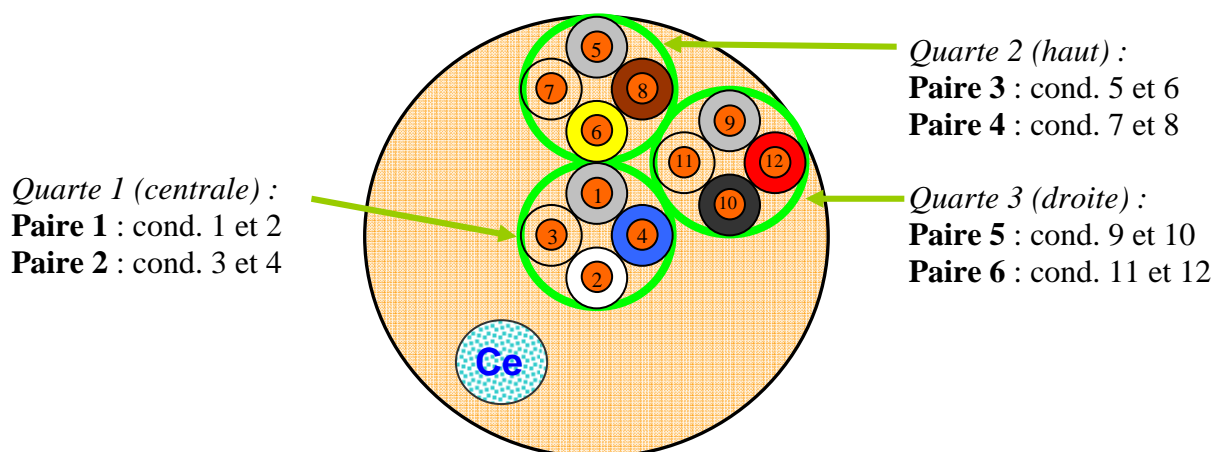


Figure II.13 - Numérotation des paires du câble série 98 à 14 paires

Pour cela, nous simulons un tel câble, en utilisant des paramètres linéiques mesurés, sur une longueur de 1000 m. Un signal de type ADSL2+ conforme au standard G992.5 est injecté sur la *paire 1*, et les signaux de paradiaphonie et télédiaphonie sont relevés sur les paires voisines, terminées sur une impédance différentielle de 120 Ω .

Les résultats sont présentés sur la figure II.14 dans le domaine fréquentiel, en terme de DSP, afin d'être directement comparés au signal ADSL2+ injecté sur la *paire 1*.

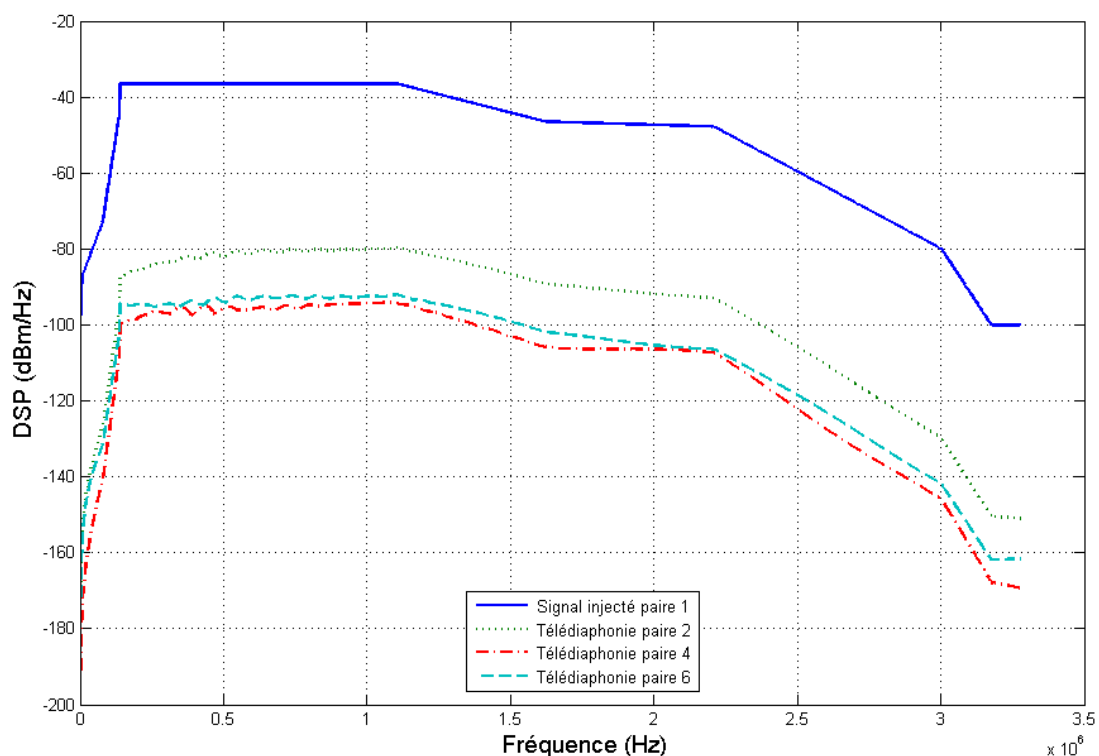


Figure II.14 - Télédiaphonie intra- et extra quarte d'un câble S98 14 paires de la boucle locale

Nous constatons que le niveau de télédiaphonie est plus important lorsqu'il est intraquarte plutôt qu'extraquarte. Cette différence s'élève à environ 15 dB dans l'intégralité de la bande fréquentielle étudiée.

Ceci s'explique par la proximité des paires 1 et 2, torsadées ensemble (cf. figure II.13), et par conséquent plus sujettes à se coupler l'une et l'autre. Les paires des autres quartes sont en effet plus distantes, et le couplage extraquarte s'en trouve diminué.

Intraquarte ou extraquarte, les niveaux de diaphonie engendrés sur les différentes paires sont conséquents et bien supérieurs aux -140 dBm/Hz qui correspondent au bruit ambiant.

2.4.3) Contribution de diaphonie des paires d'un câble sur une paire spécifique

Réciproquement, nous nous attachons ici à déterminer l'impact des *paires 2 à 6* sur la *paire 1*, dans le même câble.

Tout d'abord, nous estimons la diaphonie engendrée sur la *paire 1* lorsque seule une paire (la n°2, puis la 4 et ensuite la 6) véhicule un signal ADSL2+. Les autres paires sont terminées sur une impédance différentielle de 120 Ω.

Ensuite, les *paires 3 à 6* véhiculent chacune un signal ADSL2+, les autres paires étant éteintes et terminées sur 120 Ω .

Enfin, les paires numérotées de 2 à 6, sont en état de marche, supportant un signal ADSL2+.

Pour chaque cas, les courbes de paradiaphonie et télédiaphonie sont relevées sur la *paire 1*.

Ces résultats sont présentés dans le domaine fréquentiel sous forme de DSP sur la figure II.15 pour la paradiaphonie et sur la figure II.16 pour la télédiaphonie.

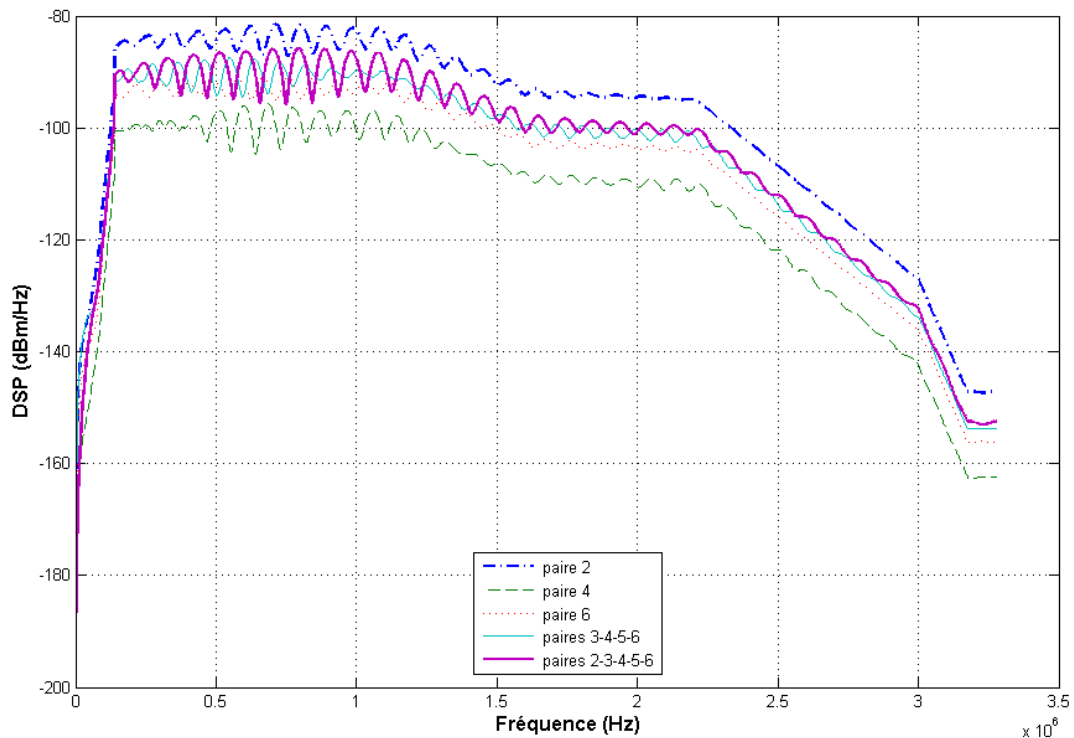


Figure II.15 - Paradiaphonie générée sur *paire 1* suivant la/les *paire(s)* excitées

Les résultats de paradiaphonie indiquent que le contributeur de plus fort poids est la *paire 2* seule, c'est-à-dire la paire co-localisée avec la *paire 1*. A titre indicatif, la contribution de la *paire 6* est 18 dB plus faible.

Lorsque toutes les paires exceptée la *paire 2* sont en état de fonctionnement, la paradiaphonie générée sur la *paire 1* reste plus faible que lorsque la *paire 2* seule est excitée.

De même, lorsque toutes les paires fonctionnent, le niveau de paradiaphonie est plus faible que la contribution de la *paire 2* seule. Ceci s'explique par le déphasage pouvant être subi par les signaux lors des réflexions et couplages, et pouvant engendrer une annulation de certaines contributions.

Les résultats de télédiaphonie quant à eux montrent de même que l'impact de chaque paire seule excitée est très faible (jusque 18 dB de moins) devant la contribution de la *paire 2* seule.

L'impact de l'alimentation de toutes les paires excepté la *paire 2* est toujours moins important que celui de la *paire 2* seule.

Enfin, toutes les paires allumées génèrent la télédiaphonie de plus forte intensité, de 0 à 4 dB plus importante que lorsque la *paire 2* seule est allumée.

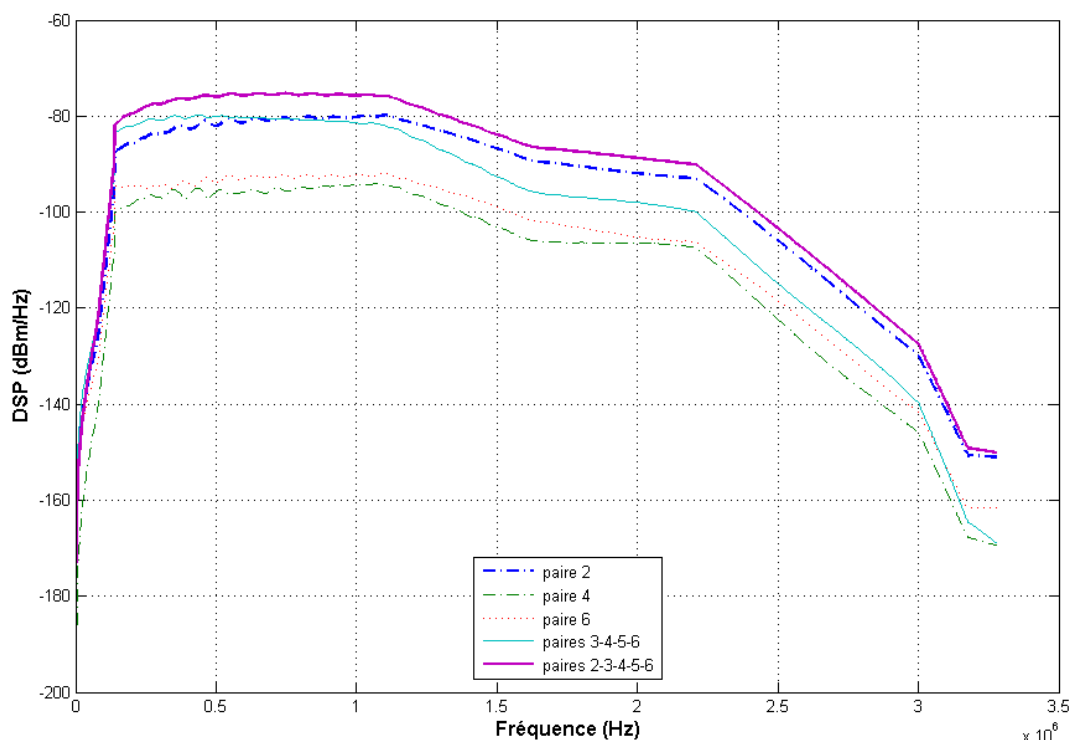


Figure II.16 - Télédiaphonie générée sur paire 1 suivant la/les paire(s) allumées

Il apparaît donc que la diaphonie de plus forte intensité est celle générée entre deux paires co-localisées au sein d'une même quarte. Les résultats de simulations obtenus ici correspondent à une configuration de câble comme celle représentée sur la figure II.5. Des résultats similaires ont par ailleurs été mis en évidence dans [TLI06] dans le cas de câbles 28 paires.

Cette étude a déterminé que l'impact (en terme de couplage) sur la paire de test de la paire co-localisée dans la même quarte était plus important que l'impact de toutes les autres paires des autres quartes sur la paire de test, dès lors que la paire co-localisée est en fonctionnement.

Ainsi, considérer le couplage se produisant entre deux paires de la même quarte peut être considéré comme un "pire cas" de couplage. Les autres contributeurs n'ajoutant qu'une composante moins importante de diaphonie sur la ligne. A eux tous, ils parviennent seulement à atteindre le niveau de diaphonie de la paire co-localisée à elle seule.

Une fois toutes les contributions ajoutées (paire co-localisée + autres paires), le niveau de bruit est certes plus élevé. Néanmoins, ne considérer que l'impact de la paire co-localisée peut être considéré comme une approximation valable.

C'est pourquoi la configuration de la figure II.9 sera considérée comme une approximation réaliste. Nous nous en servons par la suite comme modèle d'étude.

A partir de celui-ci, nous élaborons des méthodes de réduction de la diaphonie pour les réseaux filaires de la boucle locale.

2.5) Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté l'outil de calcul RESLINE, que nous utilisons tout au long de ce travail afin d'étudier les couplages au sein des réseaux filaires de télécommunications. La théorie des lignes, sur laquelle est basé ce code, a été également introduite, de même que la notion de topologie électromagnétique, qui permet de prendre en compte les caractéristiques particulières des câbles d'un réseau complexe.

Nous avons alors évalué le phénomène de diaphonie sur un cas jugé initialement simple, mais constituant finalement une approximation réaliste de ligne.

Il a été ainsi montré que le niveau de diaphonie est d'autant plus élevé que le nombre de paires perturbatrices est important. Pour les câbles de télécommunications néanmoins, certaines approximations peuvent être effectuées sur l'ampleur des couplages diaphoniques.

Ainsi, il apparaît que le couplage intraquarte est beaucoup plus important que le couplage extraquarte, et que par conséquent l'impact de paires éloignées, même si elles sont nombreuses, peut être faible devant celui d'une seule paire, pour peu que celle-ci soit située dans la même quarte.

Pour mettre en évidence ceci, nous avons ainsi réalisé une étude de cet aspect intraquarte / extraquarte par deux approches : la première sur l'effet d'une paire sur ses voisines, et sa réciproque, l'effet de chacune des paires d'un câble sur une paire spécifique.

Les résultats obtenus montrent que l'étude de la réduction de la diaphonie au sein des câbles multiconducteurs de télécommunications peut être appréhendée par l'étude de ce phénomène au sein d'une quarte seule.

Nous proposons dans les deux prochains chapitres des méthodes de réduction de la diaphonie, dans le but d'optimiser les performances des systèmes xDSL.

Chapitre 3

Réduction de la diaphonie par adaptation et alimentation particulières des lignes

3.1) Introduction

L'étude de la réduction de la diaphonie au sein des câbles multiconducteurs de télécommunications doit permettre d'optimiser les performances des systèmes xDSL.

Dans ce chapitre, nous proposons une méthode de réduction de la diaphonie basée sur l'adaptation des extrémités d'une ligne, et sur une injection particulière des signaux.

Pour cela, nous utilisons la théorie des lignes de transmission par le biais du code de calcul RESLINE, appliquée à des quarts blindées ou non.

Les simulations permettent d'établir le gain de diaphonie sur une ligne. Elles sont complétées par une quantification de ce gain en termes de performances (portée et débit) sur des liaisons xDSL.

Ainsi, les résultats obtenus sur une liaison ADSL2+ existante sont présentés, et complétés par des simulations sur une transmission VDSL.

3.2) Adaptation des lignes multifilaires

Afin de traiter de la réduction de la diaphonie, notre approche consiste à considérer que s'il existe de la diaphonie sur une ligne, il est dans un premier temps nécessaire de limiter sa propagation afin que le phénomène ne s'amplifie pas avec le temps. Pour cela il est donc primordial d'éliminer les réflexions aux extrémités des lignes de transmission, en adaptant celles-ci sur leur impédance caractéristique Z_c .

C'est ce que nous nous proposons de faire en nous basant sur la théorie des lignes de transmission, et notamment sur la notion d'impédance caractéristique de la ligne, que nous formulons ci-après. Notons que des études similaires ont été menées en [CIA04a], [CIA04b] et [CIA04c] dans le cas de lignes coplanaires uniformes couplées.

3.2.1) Impédance caractéristique d'une Ligne MultiConducteurs (LMC)

Considérons une ligne composée de N conducteurs. Afin d'introduire la notion d'impédance caractéristique de cette ligne multifilaire, il est nécessaire de revenir à la théorie des lignes de transmission, développée dans le deuxième chapitre.

Les matrices $[Z]$ et $[Y]$ y ont été définies comme les matrices impédance et admittance linéiques de la ligne par les formules (II.3) et (II.4) que nous rappelons.

$$[Z] = [R] + j \cdot \omega \cdot [L] \quad (\text{II.3})$$

$$[Y] = [G] + j \cdot \omega \cdot [C] \quad (\text{II.4})$$

De même, la matrice $[T]$ a été introduite comme matrice de taille $N \times N$ définie telle que diagonalisant la matrice $[YZ]$, c'est-à-dire vérifiant la relation $[T]^{-1} \cdot [YZ] \cdot [T] = [\gamma^2]$, où $[\gamma]$ représente la matrice diagonale des constantes de propagation.

La définition de ces différents éléments permet d'exprimer la matrice impédance caractéristique $[Z_c]$ de la ligne.

$$[Z_c] = [Y]^{-1} \cdot [T] \cdot [\gamma] \cdot [T]^{-1} \quad (\text{III.1})$$

$$[Z_c] = [Z] \cdot [T] \cdot [\gamma]^{-1} \cdot [T]^{-1} \quad (\text{III.2})$$

Cette matrice dépend par conséquent des paramètres linéiques de la ligne de transmission qu'elle caractérise, et donc de la fréquence.

Connaissant la matrice impédance caractéristique de la ligne, nous détaillons dans le paragraphe suivant une méthode permettant de déterminer les valeurs des résistances d'un réseau particulier, qui assure l'adaptation de la LMC.

3.2.2) Adaptation d'une LMC par réseau d'adaptation en π

3.2.2.1) Formulation générale

Annuler les réflexions se produisant aux extrémités des lignes conduit à connecter, à chaque extrémité de celles-ci, une terminaison présentant une matrice impédance égale à la matrice impédance caractéristique $[Z_c]$ de la LMC concernée (figure III.1).

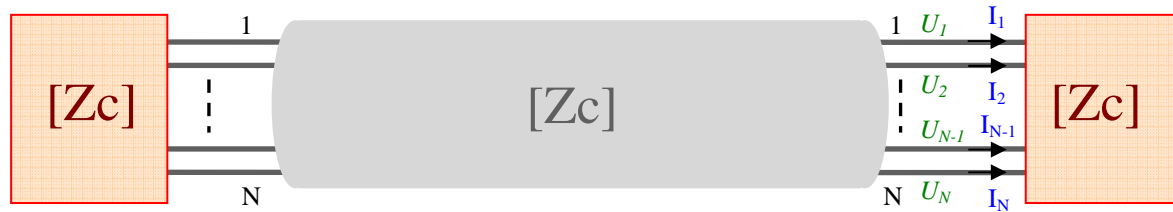


Figure III.1 - Adaptation d'une LMC

En pratique, un tel dispositif est un assemblage de résistances, insérées entre chacun des conducteurs et entre chaque conducteur et le conducteur de référence. Pour une ligne composée de N conducteurs, le réseau d'adaptation est composé de $\frac{N \cdot (N+1)}{2}$ résistances. Ces résistances peuvent être arrangées suivant une disposition en T ou en π [PAU94]. Nous avons choisis de développer le cas d'un réseau d'adaptation en π .

Afin de déterminer la valeur des $\frac{N \cdot (N+1)}{2}$ résistances constituant le réseau d'adaptation de type π , il est nécessaire de connaître la matrice impédance caractéristique.

En effet, la matrice $[Z_c]$ est définie par :

$$[U] = [Z_c] \cdot [I] \quad (\text{III.3})$$

Où les vecteurs $[U]$ et $[I]$ sont définis respectivement comme les tensions et courants naturels de la ligne.

En construisant un réseau en π pour N conducteurs, et en exprimant le rapport entre les vecteurs $[U]$ et $[I]$ en fonction des résistances du réseau en π , nous obtenons côté distant une équation matricielle de la forme :

$$[Y_0] \cdot [U] = [I] \quad (\text{III.4})$$

Où $[Y_0]$ est une matrice admittance dont les termes sont constitués d'une combinaison des $\frac{N \cdot (N+1)}{2}$ résistances du réseau d'adaptation en π .

D'après les équations (III.3) et (III.4) il apparaît qu'en inversant la matrice $[Z_c]$ et en procédant par identification, il est possible de déterminer les valeurs des $\frac{N \cdot (N+1)}{2}$ résistances du réseau d'adaptation en π :

$$[Y_0] = [Z_c]^{-1} \quad (\text{III.5})$$

Pour illustrer notre propos, cette formulation générale est à présent déclinée pour les cas spécifiques d'une ligne à deux conducteurs, puis à quatre conducteurs.

3.2.2.2) Application au cas d'une ligne à deux conducteurs

Considérons à titre d'exemple le cas d'une ligne composée de deux conducteurs identiques, situés au dessus d'un plan de masse (Figure III.2).

Le réseau d'adaptation d'une ligne à deux conducteurs a pour rôle d'absorber les ondes qui arrivent à l'extrémité où il est connecté et de ne pas créer d'ondes réfléchies, *pour les deux modes de propagation* : le mode commun et le mode différentiel.

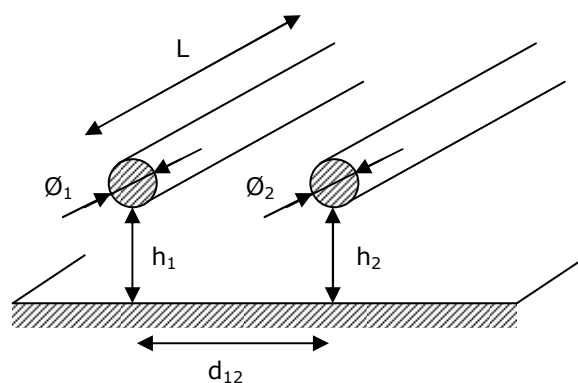


Figure III.2 - Cas d'une ligne à deux conducteurs

Cette ligne est caractérisée par la matrice impédance caractéristique suivante :

$$[Z_C] = \begin{pmatrix} Z_{C11} & Z_{C12} \\ Z_{C12} & Z_{C11} \end{pmatrix} \quad (\text{III.6})$$

Dans le cas d'une ligne à deux conducteurs terminée sur un réseau d'adaptation en π et présentant une matrice impédance correspondant à l'impédance caractéristique de la ligne (Figure III.3), plusieurs équations permettent de définir $[Z_C]$.

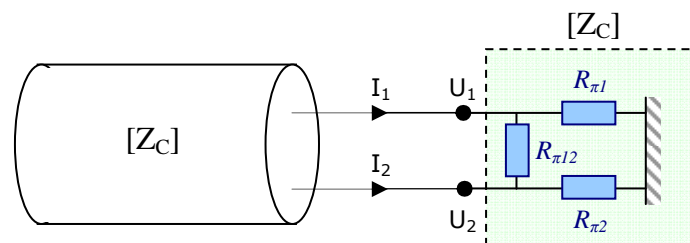


Figure III.3 - Réseau en π d'une ligne à deux conducteurs

La disposition même des résistances du réseau d'adaptation représenté ici est à l'origine du nom de réseau en π .

Par définition même de la matrice $[Z_c]$, la terminaison que nous voulons ajouter à l'extrémité distante des conducteurs doit en effet vérifier l'équation suivante :

$$(U) = [Z_c] \cdot (I) \quad (\text{III.7})$$

Où $(U) = \begin{pmatrix} U_1 \\ U_2 \end{pmatrix}$ et $(I) = \begin{pmatrix} I_1 \\ I_2 \end{pmatrix}$ représentent les tensions et courants naturels sur la ligne.

Le développement de l'équation (III.7) permet de définir les deux équations suivantes :

$$U_1 = Z_{c11} \cdot I_1 + Z_{c12} \cdot I_2 \quad (\text{III.8})$$

$$U_2 = Z_{c12} \cdot I_1 + Z_{c11} \cdot I_2 \quad (\text{III.8})$$

En reprenant le schéma de la figure III.3, faisant intervenir les éléments du réseau en π , nous obtenons les équations suivantes:

$$\begin{cases} \left(\frac{1}{R_{\pi 1}} + \frac{1}{R_{\pi 12}} \right) \cdot U_1 - \left(\frac{1}{R_{\pi 1}} \right) \cdot U_2 - I_1 = 0 \\ \left(\frac{1}{R_{\pi 1}} \right) \cdot U_1 - \left(\frac{1}{R_{\pi 1}} + \frac{1}{R_{\pi 12}} \right) \cdot U_2 - I_2 = 0 \end{cases} \quad (\text{III.10})$$

Nous effectuons volontairement la simplification $R_{\pi 1} = R_{\pi 2}$, qui se justifie par la symétrie de la ligne.

Par analogie avec la formule générale (III.4), nous obtenons donc une matrice Y_0 de la forme :

$$[Y_0] = \begin{pmatrix} \frac{1}{R_{\pi 1}} + \frac{1}{R_{\pi 12}} & -\frac{1}{R_{\pi 1}} \\ -\frac{1}{R_{\pi 1}} & \frac{1}{R_{\pi 1}} + \frac{1}{R_{\pi 12}} \end{pmatrix} \quad (\text{III.11})$$

L'inverse de la matrice $[Z_c]$ est défini comme suit :

$$[Z_c]^{-1} = \begin{pmatrix} \frac{Z_{c11}}{Z_{c11}^2 - Z_{c12}^2} & \frac{-Z_{c12}}{Z_{c11}^2 - Z_{c12}^2} \\ \frac{-Z_{c12}}{Z_{c11}^2 - Z_{c12}^2} & \frac{Z_{c11}}{Z_{c11}^2 - Z_{c12}^2} \end{pmatrix} \quad (\text{III.12})$$

Ainsi, par application de la formule (III.5) aux matrices $[Y_0]$ et $[Z_c]^{-1}$ définies en (III.11) et (III.12), nous obtenons les formules [VAB72]:

$$\begin{cases} R_{\pi 1} = \frac{Z_{C11}^2 - Z_{C12}^2}{Z_{C12}} \\ R_{\pi 12} = \frac{Z_{C11}^2 - Z_{C12}^2}{Z_{C11} - Z_{C12}} \end{cases} \quad (\text{III.13})$$

3.2.2.3) Application au cas d'une ligne à quatre conducteurs

Considérons à présent le cas d'une ligne composée de quatre conducteurs identiques (Figure III.4), caractérisés par une matrice impédance caractéristique $[Z_C]$ symétrique :

$$[Z_C] = \begin{pmatrix} Z_{C11} & Z_{C12} & Z_{C13} & Z_{C14} \\ Z_{C12} & Z_{C22} & Z_{C23} & Z_{C24} \\ Z_{C13} & Z_{C23} & Z_{C33} & Z_{C34} \\ Z_{C14} & Z_{C24} & Z_{C34} & Z_{C44} \end{pmatrix} \quad (\text{III.14})$$

Le réseau d'adaptation de cette ligne à quatre conducteurs a pour rôle d'absorber les ondes qui arrivent à l'extrémité où il est connecté et de ne pas créer d'ondes réfléchies, *pour les quatre modes de propagation*.

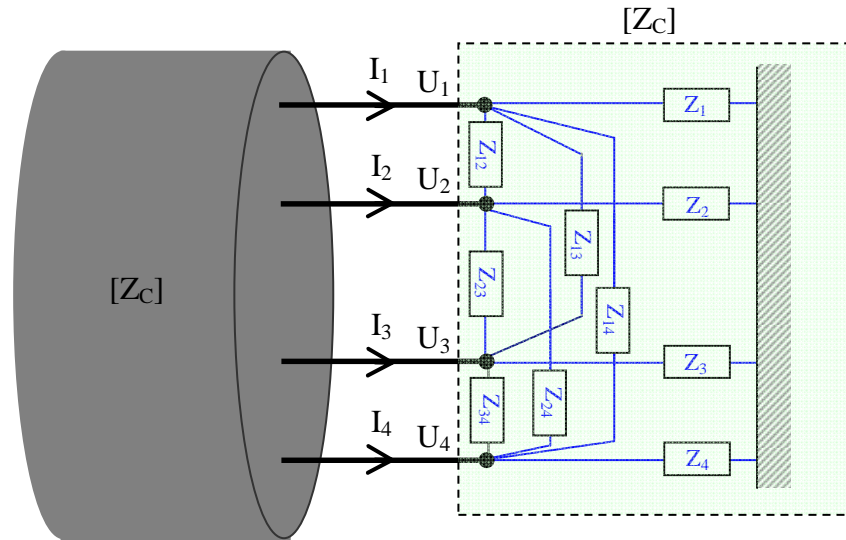


Figure III.4 - Réseau en π d'une ligne à quatre conducteurs

L'équation (III.6) est toujours valable côté distant, avec cette fois $(U) = \begin{pmatrix} U_1 \\ U_2 \\ U_3 \\ U_4 \end{pmatrix}$ et $(I) = \begin{pmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \\ I_4 \end{pmatrix}$.

D'autre part, un calcul analogue à celui effectué dans le cas d'une ligne à deux conducteurs permet de déterminer la matrice Y_0 associée au réseau d'adaptation en π représenté sur la figure III.4.

$$[Y_0] = \begin{pmatrix} \frac{1}{Z_1} + \frac{1}{Z_{12}} + \frac{1}{Z_{13}} + \frac{1}{Z_{14}} & -\frac{1}{Z_{12}} & -\frac{1}{Z_{13}} & -\frac{1}{Z_{14}} \\ -\frac{1}{Z_{12}} & \frac{1}{Z_2} + \frac{1}{Z_{12}} + \frac{1}{Z_{23}} + \frac{1}{Z_{24}} & -\frac{1}{Z_{23}} & -\frac{1}{Z_{24}} \\ -\frac{1}{Z_{13}} & -\frac{1}{Z_{23}} & \frac{1}{Z_3} + \frac{1}{Z_{13}} + \frac{1}{Z_{23}} + \frac{1}{Z_{34}} & -\frac{1}{Z_{34}} \\ -\frac{1}{Z_{14}} & -\frac{1}{Z_{24}} & -\frac{1}{Z_{34}} & \frac{1}{Z_4} + \frac{1}{Z_{14}} + \frac{1}{Z_{24}} + \frac{1}{Z_{34}} \end{pmatrix} \quad (\text{III.15})$$

Appliquons à présent la formule (III.4), où $[Y_0]$ est définie en (III.15) et $[Z_C]^{-1}$ par inversion de la matrice $[Z_C]$ définie en (III.14). Nous écrivons que $[Z_C]^{-1}$ est composée des éléments Z_{cij}' , où i est l'indice de la ligne concernée et j celui de la colonne :

$$[Z_C]^{-1} = \begin{pmatrix} Z_{C11}' & Z_{C12}' & Z_{C13}' & Z_{C14}' \\ Z_{C12}' & Z_{C22}' & Z_{C23}' & Z_{C24}' \\ Z_{C13}' & Z_{C23}' & Z_{C33}' & Z_{C34}' \\ Z_{C14}' & Z_{C24}' & Z_{C34}' & Z_{C44}' \end{pmatrix} \quad (\text{III.16})$$

Par identification des éléments composant les matrices (III.14) et (III.15), nous déterminons ainsi la valeur des résistances des réseaux d'adaptation :

$$Z_{12} = -\frac{1}{Z_{C12}'}, \quad (\text{III.17})$$

$$Z_{13} = -\frac{1}{Z_{C13}'}, \quad (\text{III.18})$$

$$Z_{14} = -\frac{1}{Z_{C14}'}, \quad (\text{III.19})$$

$$Z_{23} = -\frac{1}{Z_{C23}'}, \quad (\text{III.20})$$

$$Z_{24} = -\frac{1}{Z_{C24}'}, \quad (\text{III.21})$$

$$Z_{34} = -\frac{1}{Z_{C34}'}, \quad (\text{III.22})$$

$$Z_1 = \frac{1}{Z_{C11}' + Z_{C12}' + Z_{C13}' + Z_{C14}'}, \quad (\text{III.23})$$

$$Z_2 = \frac{1}{Z_{C12}' + Z_{C22}' + Z_{C23}' + Z_{C24}'}, \quad (\text{III.24})$$

$$Z_3 = \frac{1}{Z_{C13}' + Z_{C23}' + Z_{C33}' + Z_{C34}'}, \quad (\text{III.25})$$

$$Z_4 = \frac{1}{Z_{C14} + Z_{C24} + Z_{C34} + Z_{C44}} \quad (\text{III.26})$$

3.2.4) Simulations numériques

Considérons ici le cas d'une ligne à quatre conducteurs, dont la géométrie est représentée sur la figure III.5.

3.2.4.1) Description de la ligne

Cette ligne est composée de quatre conducteurs de cuivre, de diamètre 0.5 mm ($\varnothing_1 = \varnothing_2 = \varnothing_3 = \varnothing_4$), distants horizontalement et verticalement de 1.5 mm.

La paire 1 est constituée des conducteurs 1 et 2, torsadés avec un pas de 20 cm environ.

La paire 2 est quant à elle constituée des conducteurs 3 et 4, également torsadés avec un pas de 20 cm. L'ensemble est protégé par un blindage de cuivre, de rayon interne 2.5 mm. Nous négligeons ici la prise en compte de l'éventuelle gaine de protection plastique. Le tout est situé à une hauteur h de 3 m au dessus d'un sol de conductivité finie ($\epsilon_r = 10$ et $\sigma = 0.01$ S/m).

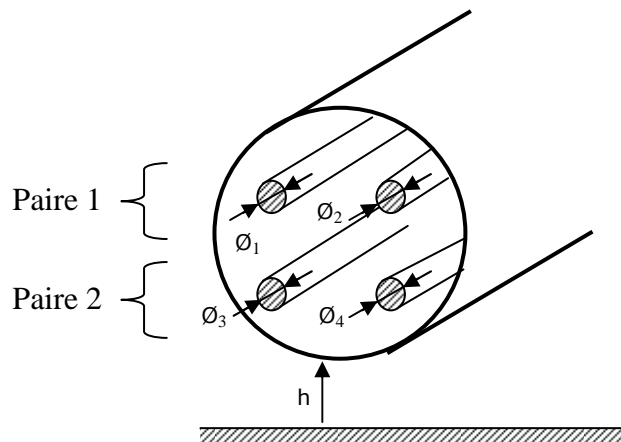


Figure III.5 - Ligne à quatre conducteurs dans blindage

Le réseau permettant l'adaptation de la ligne est constitué de 10 résistances, représentées sur la figure III.4.

Les paramètres linéiques de cette LMC sont calculés en prenant en compte le torsadage des conducteurs.

Ces valeurs sont données en (III.27) et (III.28), avec L exprimée en $\mu\text{H/m}$ et C en pF/m :

$$[L] = \begin{pmatrix} 0.74388 & 0.45393 & 0.39169 & 0.43233 \\ & 0.72138 & 0.39373 & 0.41334 \\ & & 0.72148 & 0.47571 \\ & & & 0.74645 \end{pmatrix} \quad (\text{III.27})$$

$$[C] = \begin{pmatrix} 56.8588 & -22.4397 & -8.80046 & -14.8973 \\ & 58.0307 & -11.8449 & -11.5885 \\ & & 59.2575 & -26.1086 \\ & & & 61.4546 \end{pmatrix} \quad (\text{III.28})$$

La matrice impédance caractéristique $[Z_c]$ (Ω) de la LMC correspondante est donnée en (III.29) :

$$[Z_c] = \begin{pmatrix} 157.8 & 96.3 & 83.1 & 91.7 \\ & 153 & 83.5 & 87.7 \\ & & 153 & 100.9 \\ & & & 158.3 \end{pmatrix} \quad (\text{III.29})$$

Les impédances $Z_1, Z_2, Z_3, Z_4, Z_{12}, Z_{13}, Z_{14}, Z_{23}, Z_{24}, Z_{34}$ correspondant à cette ligne et calculées suivant les formules (III.17) à (III.26) ont pour valeur :

$$\begin{aligned} Z_1 &= 439.7 \, \Omega & Z_2 &= 387.7 \, \Omega \\ Z_3 &= 377 \, \Omega & Z_4 &= 532 \, \Omega \\ Z_{12} &= 210.1 \, \Omega & Z_{34} &= 180.6 \, \Omega \\ Z_{13} &= 535.7 \, \Omega & Z_{24} &= 406.8 \, \Omega \\ Z_{14} &= 316.4 \, \Omega & Z_{23} &= 397.9 \, \Omega \end{aligned}$$

3.2.4.2) Configurations étudiées

Nous mettons en œuvre le code RESLINE afin de simuler la ligne décrite sur la figure III.5.

Nous réalisons les simulations sur une large bande fréquentielle, allant jusqu'à 30 MHz afin de couvrir l'intégralité des systèmes xDSL, dont nous avons rappelé l'occupation spectrale au premier chapitre.

Nous rappelons en effet que les limites fréquentielles hautes de l'ADSL, l'ADSL2+, VDSL et VDSL2 sont respectivement de 1.1 MHz, 2.2 MHz, 12 MHz et 30 MHz.

Les paramètres linéiques, fournis en (III.27) et (III.28) sont insérés dans le code de calcul RESLINE. Nous simulons alors la ligne en injectant par exemple un signal trapézoïdal sur la première paire.

Cette première paire est considérée comme paire perturbatrice, et les tensions de paradiaphonie et télédiaphonie sont évaluées sur la seconde paire (ou paire victime) respectivement à ses extrémités locale et distante.

3.2.4.2.1) Terminaison des paires sur les impédances de dispositifs rencontrés dans une configuration réelle : configuration 1

Dans un premier temps nous simulons la LMC avec pour charge d'extrémité une résistance de $120\ \Omega$ placée en différentiel, représentative des équipements d'extrémité (modems) intervenant dans une configuration réelle. La figure III.6 représente cette configuration.

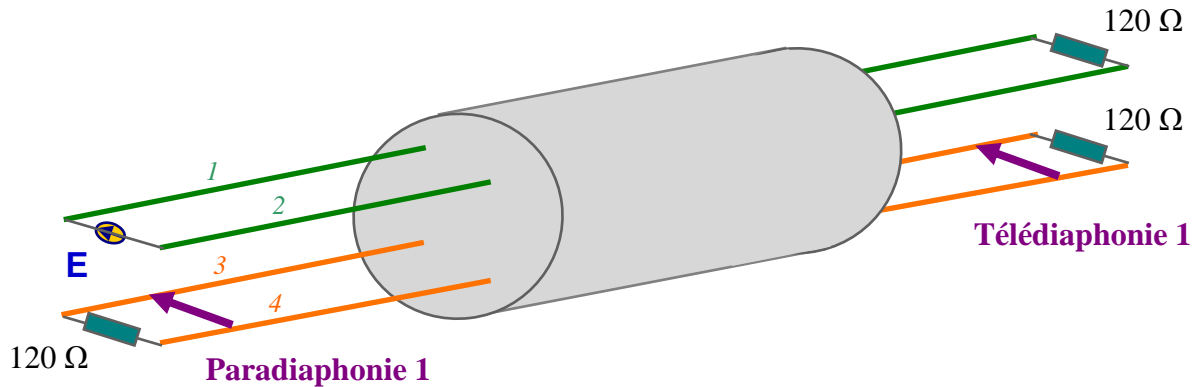


Figure III.6 - Première configuration

3.2.4.2.2) Adaptation des extrémités par des réseaux en π : configuration 2

Des simulations complémentaires sont réalisées, en connectant des réseaux d'adaptation complets aux extrémités de la ligne (figure III.7).

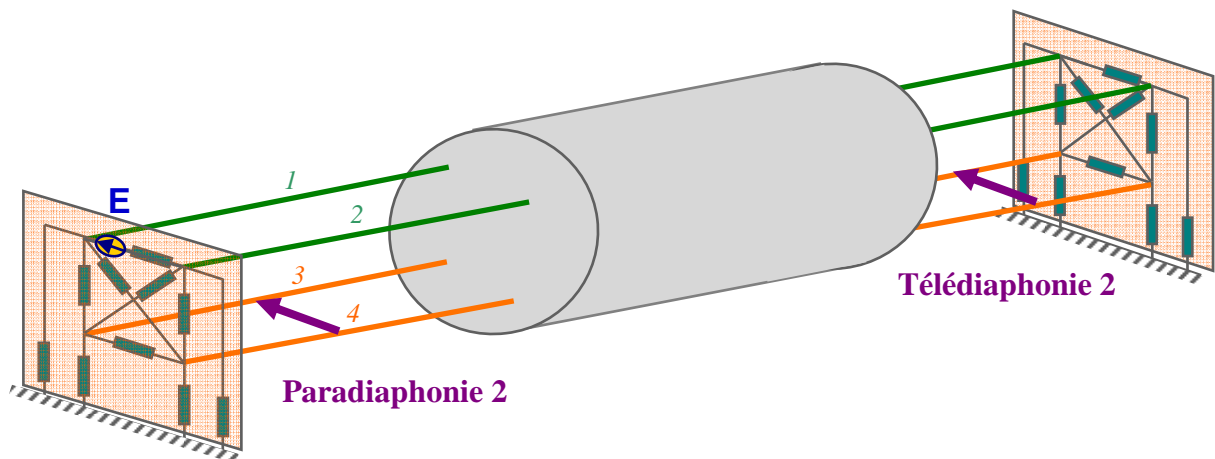


Figure III.7 - Seconde configuration

3.2.4.3) Résultats

Les résultats de télédiaphonie correspondant à ces configurations sont présentés en terme de Densité Spectrale de Puissance (DSP) sur la figure III.8.

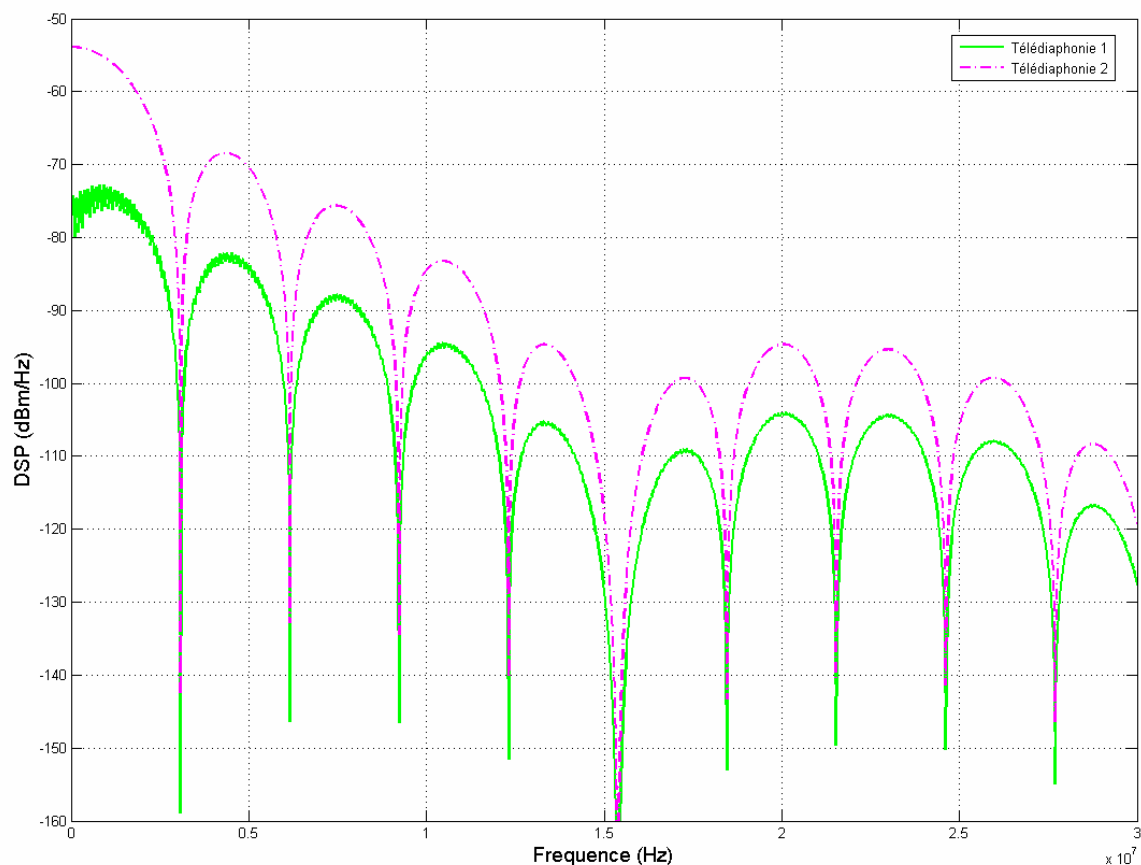


Figure III.8 - DSP de la télédiaphonie : configurations 1 et 2

L'utilisation des réseaux d'adaptation permet de lisser les courbes, ce que nous observons surtout entre 0 et 30 kHz, et ce du fait de l'absorption des réflexions par les différentes résistances.

En revanche le couplage diaphonique se produisant au niveau du générateur est grandement amplifié lorsque les réseaux d'adaptation en π sont connectés, ce qui se traduit également au niveau de la télédiaphonie. En effet, le niveau de télédiaphonie est augmenté de 15 dB environ dans l'intégralité de la bande fréquentielle étudiée.

Des constatations identiques ont auparavant été faites dans [BRO03], lors de la mise en œuvre de terminaisons adaptées aux extrémités d'une ligne multiconducteurs. Pour remédier à ce problème, une pratique consiste à disposer entre chaque conducteur et la masse une impédance qui limite les réflexions [HAS97], ce qui consiste à simplifier le dispositif d'adaptation, et à ne conserver que certaines des résistances. Cette impédance n'adaptant pas la ligne au sens strict, elle peut être appelée impédance pseudo-adaptée [BRO03].

3.3) Alimentation auxiliaire pour éliminer le couplage diaphonique

Nous nous sommes alors démarqués des approches jusqu'ici proposées en choisissant de conserver une adaptation parfaite, et en cherchant une méthode d'annulation du couplage diaphonique occasionné.

3.3.1) Source auxiliaire

Le couplage diaphonique ne peut pas véritablement disparaître, mais l'utilisation du réseau d'adaptation complet permet de créer un lien physique entre les différents conducteurs, notamment entre les paires 1 et 2. C'est ce que nous avons décidé d'exploiter.

Ainsi, en utilisant une source auxiliaire E_2 , insérée côté injection, mais entre l'un des quatre conducteurs de la quarte et le conducteur de référence (par conséquent en mode commun), nous avons constaté que nous pouvions contrôler le niveau de signal engendré par l'ensemble des deux sources sur la paire victime. Alors, en déterminant une amplitude adéquate de cette source auxiliaire, nous étions en mesure de générer sur la paire victime un signal compensant le couplage diaphonique du générateur.

Cette source secondaire E_2 est identique en forme au signal différentiel E , mais son amplitude est fonction des résistances du réseau d'adaptation et de la source principale E .

La figure III.9 représente cette nouvelle configuration.

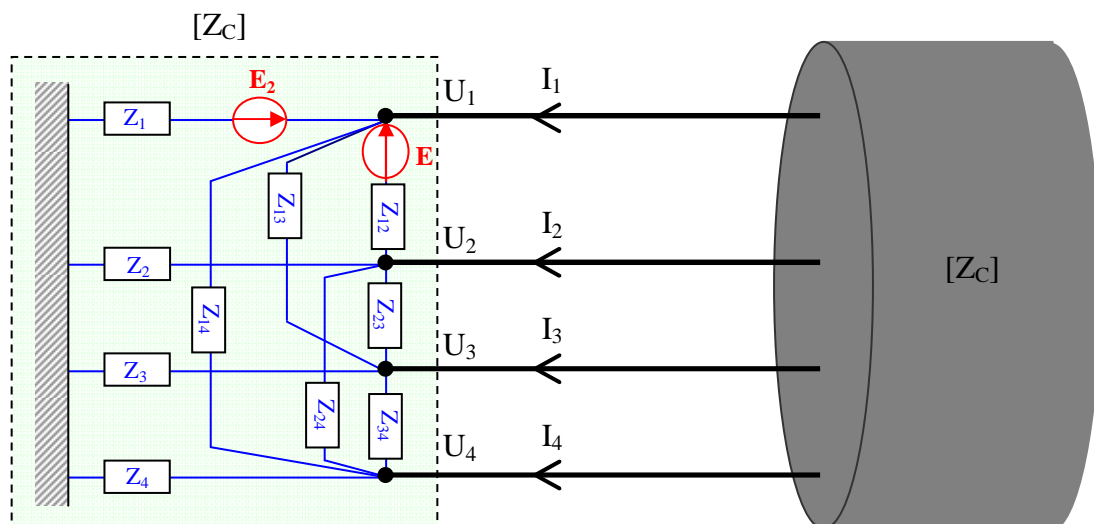


Figure III.9 - Réseaux d'adaptation en π et alimentation auxiliaire

Afin de déterminer l'amplitude à affecter à cette source auxiliaire, considérons uniquement la terminaison encadrée sur la figure III.9. Le rapport entre les différentes tensions naturelles U_1 , U_2 , U_3 et U_4 avec les résistances du réseau d'adaptation et les deux sources de tension est donné par la relation suivante :

$$[Y_0] \cdot [U] = [I_G] \quad (\text{III.30})$$

Où le vecteur $[I_G]$ est alors défini par :

$$(I_G) = \begin{pmatrix} \frac{E}{2 \cdot Z_{12}} + \frac{E_2}{2 \cdot Z_1} \\ -\frac{E}{2 \cdot Z_{12}} \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} \quad (\text{III.31a})$$

A noter que cette définition de la matrice $[I_G]$ n'est valable que pour une source de tension auxiliaire connectée entre le conducteur n°1 et la référence (figure III.9).

Si la source secondaire est insérée entre le conducteur n°2 et la référence, cette matrice devient :

$$(I_G) = \begin{pmatrix} \frac{E}{2 \cdot Z_{12}} \\ -\frac{E}{2 \cdot Z_{12}} + \frac{E_2}{2 \cdot Z_1} \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} \quad (\text{III.31b})$$

Nous pourrions de même connecter la source auxiliaire entre les conducteurs 3 ou 4 et la référence.

Le système (III.30) comporte 5 inconnues : les quatre tensions naturelles (U_1 , U_2 , U_3 et U_4), ainsi que E_2 .

Une dernière équation est nécessaire pour atteindre l'objectif que nous avons fixé à savoir, annuler la diaphonie :

$$U_3 - U_4 = 0 \quad (\text{III.32})$$

Le système composé des équations (III.30) et (III.32) comporte 5 inconnues pour 5 équations ; en le résolvant nous sommes donc en mesure de déterminer l'amplitude adéquate de la source secondaire E_2 .

3.3.2) Simulations numériques

Nous présentons ici les résultats des simulations qui ont été effectuées avec le code RESLINE.

3.3.2.1) Description de la ligne

Nous avons conservé comme cas d'étude la ligne présentée sur la figure III.5, et précédemment étudiée pour la configuration 1 (figure III.6) et la configuration 2 (figure III.7).

L'utilisation des valeurs des résistances des réseaux d'adaptation calculées dans cette section et appliquées aux formules (III.30) et (III.32) a permis de déterminer l'amplitude des valeurs des sources secondaires de tension.

En effet, pour des valeurs de $Z_1 = 439.7 \Omega$ et $Z_{12} = 210.1 \Omega$ correspondant à la configuration étudiée et détaillée sur la figure III.5, et pour une source principale E d'amplitude 2 V, l'amplitude de la source E_2 atteint 1,46 V.

3.3.2.2) Configuration étudiée : configuration 3

Sur la figure III.10 nous présentons la configuration étudiée, à savoir lorsque les réseaux d'adaptation en π sont connectés aux extrémités de la ligne, et que ce dispositif est complété par l'utilisation d'une source auxiliaire de tension. Cette dernière est connectée ici entre le conducteur n°1 et la référence.

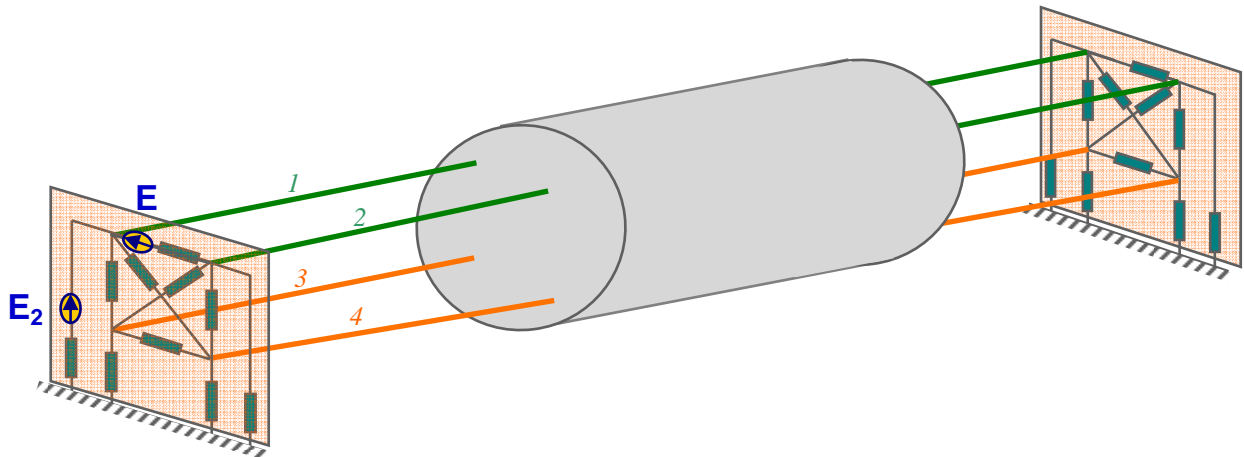


Figure III.10 - Configuration 3

3.3.2.3) Résultats

Les courbes de la figure III.11 représentent dans le domaine temporel les résultats de paradiaphonie correspondant aux configurations 1, 2 et 3.

Nous constatons que l'amplitude de la paradiaphonie est presque doublée par l'utilisation des réseaux d'adaptation seuls (paradiaphonie 2), alors qu'elle est intégralement annulée lorsque ceux-ci sont associés à une source auxiliaire de tension (paradiaphonie 3).

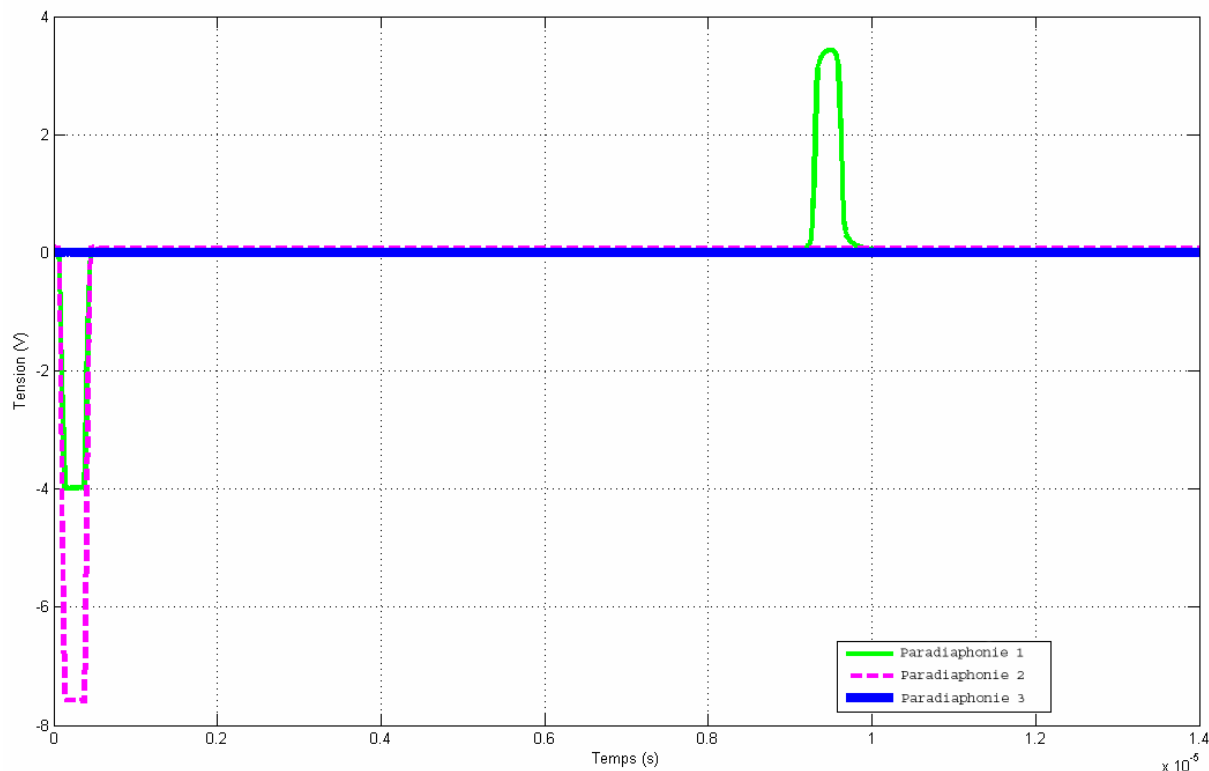


Figure III.11 - Résultats temporels de paradiaphonie des configurations 1, 2 et 3

Ainsi, les réseaux d'adaptation en π , insérés côtés local et distant, permettent de s'affranchir des réflexions. De plus, l'utilisation de la source secondaire de tension permet de garantir une tension de paradiaphonie nulle sur la paire victime.

Observons à présent la figure III.12, représentant les résultats de télédiaphonie des configurations 1 et 3 dans le domaine fréquentiel. Les courbes sont exprimées en terme de DSP de la télédiaphonie.

La courbe verte en trait plein correspond à la configuration 1, à savoir lorsqu'une impédance de $120\ \Omega$ est insérée en mode différentiel aux extrémités des lignes.

La courbe bleue en pointillés correspond à la configuration 3, c'est-à-dire lorsque le dispositif d'adaptation est mis en œuvre, couplé à une alimentation auxiliaire.

Nous constatons logiquement, en observant les résultats fréquentiels de la figure III.12, que l'utilisation conjointe des réseaux en π et d'une alimentation secondaire insérée entre un conducteur et la référence permet d'obtenir une diminution conséquente de la télédiaphonie.

Cette amélioration est comprise entre 25 et 13 dB dans la bande fréquentielle de l'ADSL, de 25 à 10 dB pour l'ADSL2+, et est d'environ 10 dB pour le VDSL et le VDSL2.

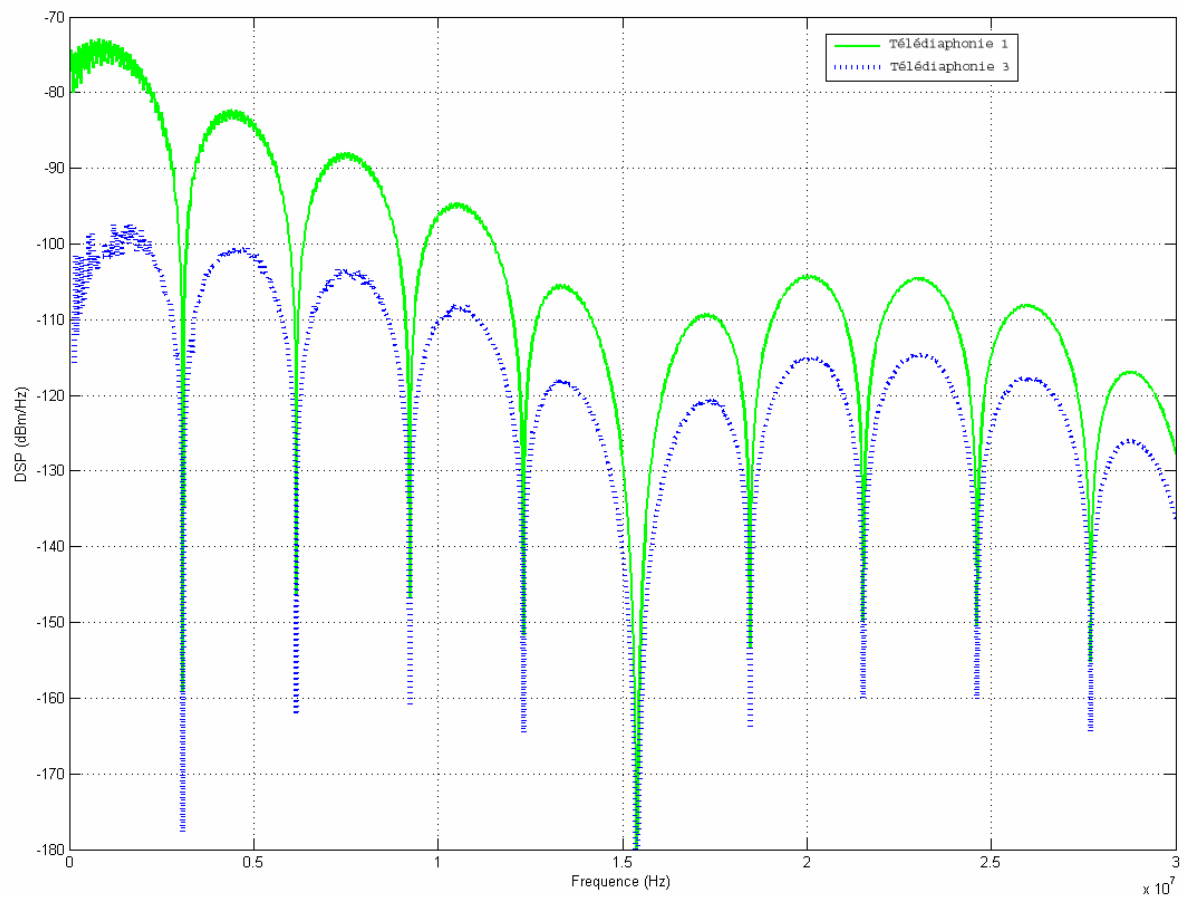


Figure III.12 - DSP de la télédiaphonie : configurations 1 et 3

3.4) Mise en œuvre de la méthode dans le cas où chaque paire transmet un signal utile

Les résultats des simulations précédentes ont permis d'évaluer la méthode de réduction de la diaphonie sur une ligne blindée composée de quatre conducteurs, lorsqu'une paire seulement transmettait un signal.

Dans une configuration réaliste néanmoins, chaque paire véhicule un signal utile. C'est pourquoi nous proposons ici d'exposer [ROB06a] les résultats obtenus dans le cas d'une ligne non blindée composée de quatre conducteurs, et de poursuivre cette étude en présentant les résultats obtenus dans le cas où chaque paire transmet un signal [ROB06b].

3.4.1) Caractéristiques de la ligne

3.4.1.1) Description physique

Les quatre conducteurs de la ligne sont en cuivre, de diamètre 0.5 mm ($\varnothing_1 = \varnothing_2 = \varnothing_3 = \varnothing_4$), distants horizontalement ($d_{12} = d_{34}$) et verticalement ($h_1 - h_3 = h_2 - h_4$) de 1.5 mm.

La ligne est par ailleurs, située à 3 m ($h_3 = h_4$) au dessus d'un sol de conductivité finie ($\epsilon_r = 10$ et $\sigma = 0.01$ S/m). Les conducteurs 1 et 2 forment une première paire (non torsadée), les conducteurs 3 et 4 une seconde paire (non torsadée).

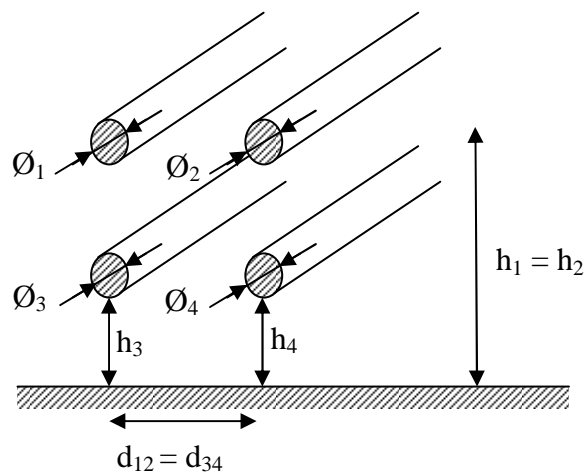


Figure III.13 - Ligne non blindée composée de quatre conducteurs

3.4.1.2) Paramètres linéiques

Les paramètres linéiques de cette LMC sont calculés à l'aide du code de calcul RESLINE :

$$[L] = \begin{pmatrix} 2.4 & 2.04163 & 2.041625 & 1.97231 \\ 2.04163 & 2.4 & 1.97231 & 2.041625 \\ 2.041625 & 1.97231 & 2.3999 & 2.04162 \\ 1.97231 & 2.041625 & 2.04162 & 2.3999 \end{pmatrix} \quad (\text{III.33})$$

$$[C] = \begin{pmatrix} 23.0364 & -9.17475 & -9.17435 & -2.9439 \\ -9.17475 & 23.0364 & -2.9439 & -9.17435 \\ -9.17435 & -2.9439 & 23.0372 & -9.17394 \\ -2.9439 & -9.17435 & -9.17394 & 23.0372 \end{pmatrix} \quad (\text{III.34})$$

Où L est exprimée en $\mu\text{H/m}$ et C en pF/m .

3.4.1.3) matrice impédance caractéristique de la ligne

A partir de ces paramètres linéiques et des formules (III.1) et (III.2), la matrice impédance caractéristique $[Z_c]$ de la LMC est calculée :

$$[Z_c] = \begin{pmatrix} 636.29 & 528.78 & 528.76 & 507.97 \\ 528.78 & 636.29 & 507.97 & 528.76 \\ 528.76 & 507.97 & 636.24 & 528.75 \\ 507.97 & 528.76 & 528.75 & 636.24 \end{pmatrix} \quad (\text{III.35})$$

3.4.1.4) Résistances des réseaux d'adaptation en π

Les valeurs des résistances du réseau d'adaptation en π sont données ci-dessous :

$$\begin{array}{ll} Z_1 = 2202.4 \, \Omega & Z_2 = 2202.4 \, \Omega \\ Z_3 = 2201.1 \, \Omega & Z_4 = 2201.1 \, \Omega \\ Z_{12} = 361.08 \, \Omega & Z_{34} = 361.02 \, \Omega \\ Z_{13} = 361.05 \, \Omega & Z_{24} = 361.05 \, \Omega \\ Z_{14} = 1110.6 \, \Omega & Z_{23} = 1110.6 \, \Omega \end{array}$$

3.4.2) Transmission d'un signal sur une seule des deux paires

Dans un premier temps, la ligne est simulée lorsqu'un seul signal est véhiculé. Ce signal, de type trapézoïdal, est transmis sur la paire 1, perturbatrice. La télédiaphonie est relevée à l'extrémité distante de la paire victime.

3.4.2.1) Configurations étudiées

Deux configurations sont alors étudiées :

- l'une correspondant à une configuration classique (figure III.6),
- l'autre à la mise en œuvre du dispositif d'adaptation en π et d'alimentation auxiliaire (figure III.10).

3.4.2.2) Résultats temporels

La figure III.14 représente les tensions de télédiaphonie observées dans le domaine temporel, pour les deux configurations d'extrémités étudiées.

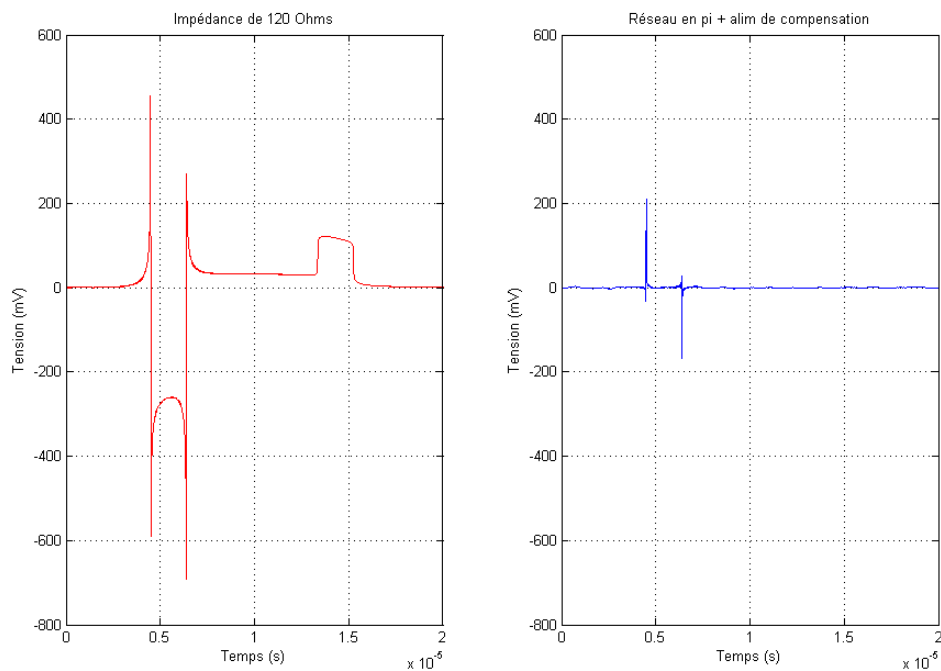


Figure III.14 - Télédiaphonie temporelle d'une ligne non blindée

Il apparaît clairement que le dispositif de réduction de la diaphonie permet dans cette nouvelle configuration de diminuer considérablement le niveau de télédiaphonie sur la paire victime.

3.4.2.3) Résultats fréquentiels

Ces résultats sont également présentés dans le domaine fréquentiel, sous forme de DSP de la télédiaphonie.

A nouveau, la réduction de diaphonie sur la paire victime est considérable. Elle est comprise entre 20 et 13 dB dans la bande fréquentielle de l'ADSL et de 20 à 10 dB pour l'ADSL2+.

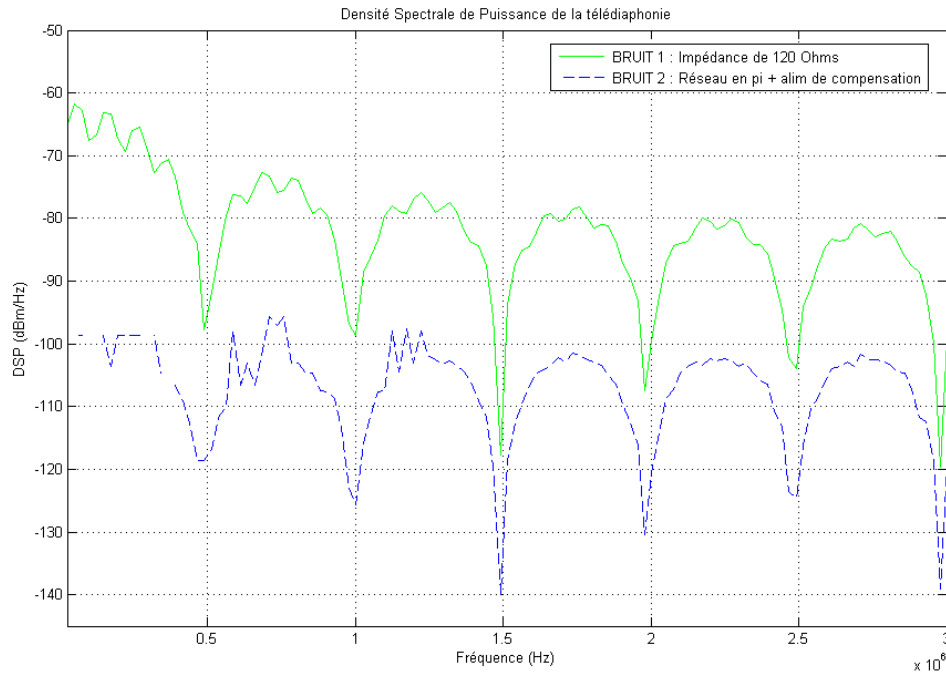


Figure III.15 - DSP de la télédiaphonie d'une ligne non blindée

3.4.3) Transmission d'un signal sur chacune des paires

La méthode est ici évaluée dans le cas de la transmission d'un signal sur chacune des paires de la ligne. Pour cela, le problème est décomposé en deux étapes :

- Calcul de l'alimentation auxiliaire associée au générateur E_{G1} (Figure III.16) nécessaire à l'annulation de la diaphonie sur la *paire 2* lorsque le signal est véhiculé uniquement sur la *paire 1*,
- Calcul de l'alimentation auxiliaire associée au générateur E_{G2} et nécessaire à l'annulation du couplage diaphonique sur la *paire 1* lorsque le signal est transmis uniquement sur la *paire 2*.

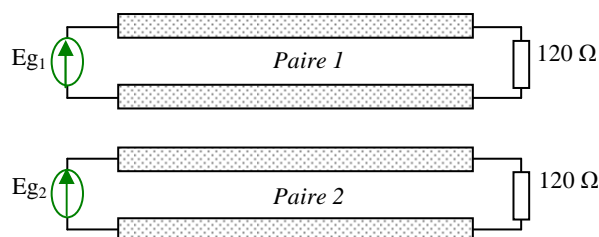


Figure III.16 - Transmission de deux signaux sur la ligne

Les simulations sont ensuite effectuées en transmettant sur la *paire 1* le signal 1 (associé à E_{G1}) et sur la *paire 2* le signal 2 (associé à E_{G2}), dans deux configurations :

- Configuration 1 : Les lignes sont terminées sur une impédance de $120\ \Omega$ afin de modéliser une configuration réelle (figure III.16),
- Configuration 2 : Les lignes sont terminées sur des réseaux d'adaptation en π , et deux sources auxiliaires sont utilisées, chacune dédiée à une paire.

Les résultats de télédiaphonie de ces simulations sont présentés sur la figure III.17.

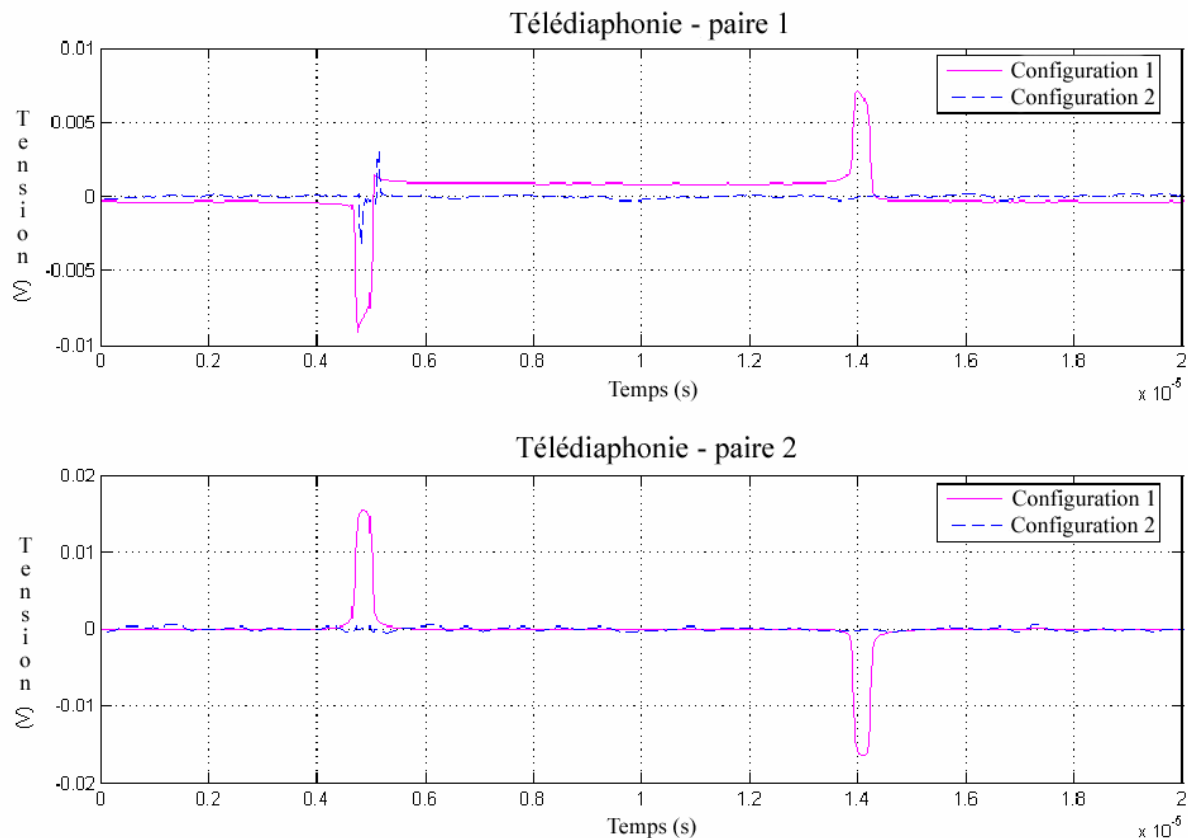


Figure III.17 - Télédiaphonie temporelle sur chacune des deux paires

Nous constatons que la méthode de réduction de la diaphonie présentée dans ce chapitre est tout aussi performante lorsqu'un deux signaux sont transmis sur deux paires d'une "quarte", dès lors qu'une alimentation auxiliaire est utilisée pour chaque source principale.

Cette diminution de la diaphonie devrait, comme dans le cas de la ligne blindée, se traduire par une amélioration importante des performances en termes de portée et de débit pour tous les systèmes xDSL.

3.5) Quantification de l'amélioration apportée dans le cas d'une transmission xDSL

Nous rappelons que pour les systèmes xDSL, le rapport signal à bruit au niveau du modem client est évalué pendant une phase d'initialisation, et le débit transmis est attribué en conséquence. Les performances des systèmes sont donc directement liées au niveau de bruit stationnaire présent sur la ligne, dont la télédiaphonie est l'une des composantes.

Dans le but d'évaluer l'impact de la diminution de diaphonie sur les performances de systèmes xDSL, nous proposons ici une quantification de l'amélioration du débit et de la portée, et ce de deux manières distinctes :

- par des mesures sur une liaison ADSL2+, en utilisant les résultats issus de simulations sur une ligne non blindée composée de quatre conducteurs [ROB06a],
- par un outil de simulation d'une chaîne de transmission de type VDSL, en injectant les résultats de bruit stationnaire sur une ligne blindée composée de quatre conducteurs [ROB07a].

3.5.1) Mesures sur une liaison ADSL2+

3.5.1.1) Principe expérimental

Le principe est le suivant : la ligne téléphonique, support de la liaison ADSL2+, est connectée côté client à un modem et côté central à un DSLAM auquel nous accédons par un gestionnaire.

L'expérimentation se déroule en deux étapes :

- ETAPE 1 : Grâce à un générateur de bruit, nous injectons sur la ligne (figure III.18), au niveau du modem client, le bruit de télédiaphonie relevé lors des simulations sur une ligne à quatre conducteurs non blindée (BRUIT 1 de la figure III.15). Ainsi, nous simulons l'effet d'une ligne voisine véhiculant un signal trapézoïdal, lorsqu'aucun dispositif de réduction de la diaphonie n'est mis en œuvre. Nous synchronisons alors le modem. Durant la phase d'initialisation, le niveau de bruit stationnaire est évalué. Le gestionnaire de DSLAM nous indique alors quel débit est transmis sur la ligne.
- ETAPE 2 : Nous injectons cette fois sur la ligne le bruit de télédiaphonie "BRUIT 2" de la figure III.15. Ainsi, nous simulons l'impact d'une ligne voisine véhiculant un signal trapézoïdal, mais cette fois lorsque notre méthode de réduction de la diaphonie est mise en œuvre. Le modem est branché le nouveau rapport signal à bruit est pris en compte pendant la phase d'initialisation. Le gestionnaire du DSLAM nous indique alors le débit transmis sur la ligne dans ces conditions.

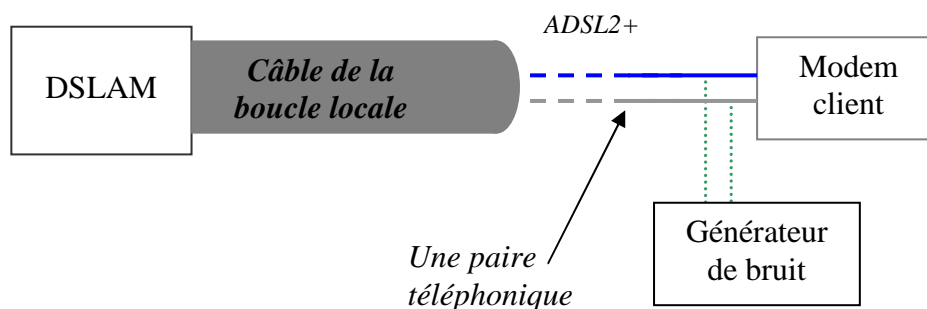


Figure III.18 - Principe de l'expérimentation

Notons que le générateur de bruit injecte en continu sur la paire étudiée une séquence temporelle correspondant aux deux bruits de télédiaphonie présentés sur la figure III.15.

Nous précisons que seules les performances du canal descendant sont testées. Aussi, seul le niveau de télédiaphonie présent côté client doit être injecté.

3.5.1.2) Paramètres relevés

Deux types de performances du système sont relevés : le gain de débit à portée constante et le gain en portée à débit constant.

Gain en débit

Afin de déterminer le gain en débit, la longueur de la ligne est fixe (Figure III.19). Les étapes 1 et 2 sont réalisées pour cette longueur de ligne, et deux débits sont ainsi relevés : le *débit initial*, sans dispositif de réduction de la diaphonie, et le *débit amélioré*, avec mise en œuvre de notre dispositif de réduction de la diaphonie.



Figure III.19 - Gain en débit sur une liaison ADSL2+

Gain en portée

La détermination du gain en portée est réalisée à débit fixe (Figure III.20). L'étape 1 est réalisée pour plusieurs longueurs de ligne. La longueur maximale pour laquelle la liaison est assurée au débit fixé en présence du bruit de diaphonie simulé sans adaptation est relevée comme *portée initiale*.

L'étape 2 est à son tour mise en œuvre pour plusieurs longueurs de lignes. La longueur maximale permettant une synchronisation en présence du bruit de diaphonie simulé avec adaptation est relevée comme *portée améliorée*.

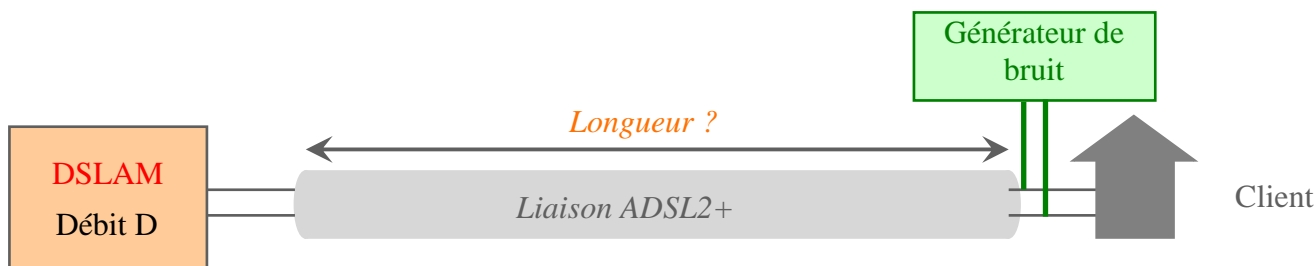


Figure III.20 - Gain en portée sur une liaison ADSL2+

3.5.1.3) Résultats

Gain en débit

A titre d'exemple, nous considérons une ligne téléphonique de longueur 2250 m.

En injectant le premier bruit (*BRUIT 1* de la figure III.15) le gestionnaire du DSLAM indique que le débit est de 7443 kb/s.

En injectant le second bruit (*BRUIT 2* de la figure III.15) le débit atteint à présent 14662 kb/s.

Grâce au système d'adaptation et à la source auxiliaire de tension, la diminution de la diaphonie permet une augmentation de débit de 7.2 Mb/s pour une liaison ADSL2+, dans la configuration testée.

Gain en portée

Cette fois le débit est fixé à 7.4 Mb/s.

Avec le premier bruit (*BRUIT 1* de la figure III.15), la portée est de 2250 m.

Avec le second bruit (*BRUIT 2* de la figure III.15), elle atteint 3450 m.

A débit équivalent (7,4 Mb/s dans cet exemple), le réseau d'adaptation associé à la source auxiliaire de tension permet d'augmenter la portée du signal ADSL2+ de 1150 m.

3.5.2) Application au cas d'une transmission VDSL

Nous évaluons ici l'amélioration engendrée par la réduction de la diaphonie à l'aide d'un outil de simulations d'une chaîne VDSL, préalablement validé par des résultats expérimentaux. [TLI06].

Les simulations sur la ligne blindée de quatre conducteurs ayant été menées sur une bande fréquentielle allant jusque 30 MHz, nous avons souhaité caractériser l'impact de la réduction de la diaphonie sur un système xDSL utilisant de plus hautes fréquences que l'ADSL2+ (2.2

MHz). Notre choix s'est porté sur le VDSL, le VDSL2 n'étant pas déployé à ce jour, utilisant des fréquences jusque 12 MHz conformément au plan de fréquence 998.

3.5.2.1) Principe

Afin de quantifier en termes de débit et de portée l'amélioration de diaphonie observée sur les figures III.11 et III.12, les niveaux de diaphonie obtenus par simulation avec le code RESLINE sont injectés sur les deux canaux descendants du VDSL côté modem client.

Ainsi, nous modélisons la présence d'une ligne perturbatrice co-localisée avec la liaison VDSL, le bruit injecté sur la ligne correspondant donc au bruit de télédiaphonie qui serait engendré sur celle-ci si elle était co-localisée avec une ligne de même type transmettant un signal trapézoïdal, et ce dans deux configurations : avec ou sans dispositif de réduction de la diaphonie.

3.5.2.2) Paramètres relevés

Afin de calculer les performances du canal, l'outil de simulation nécessite de connaître plusieurs informations, dont la marge de bruit, la longueur de la ligne et le niveau de bruit stationnaire chez le client. Nous avons fixé la marge de bruit à 6 dB. Le niveau de bruit stationnaire comprend les niveaux de télédiaphonie recueillis lors des simulations des sections 2 et 3 de ce chapitre (successivement *télédiaphonie 1* et *télédiaphonie 3*).

Sur cette base, nous faisons varier la longueur de la ligne et relevons pour chacune des longueurs et pour chacun des bruits, le débit descendant supporté par le canal VDSL.

Deux types de performances sont comparés :

Comparaison du débit transmissible sur la liaison : nous considérons pour cela une longueur de ligne particulière. L'outil de simulation s'initialise en présence du bruit de *télédiaphonie 1* et en déduit le débit descendant sur le canal. La même opération est effectuée en considérant cette fois la *télédiaphonie 3*. Pour la longueur fixée, nous avons par conséquent une comparaison des performances de la ligne en terme de débit.

Comparaison de la portée du système : dans ce cas, nous définissons que la liaison VDSL est opérationnelle dès lors qu'un débit descendant de 20.7 Mb/s est assuré. Nous testons alors les débits descendants obtenus pour chacun des bruits et pour diverses longueurs, jusqu'à déterminer pour chaque bruit, la longueur maximale de la liaison assurant le débit de 20.7 Mb/s. Nous sommes alors en mesure de comparer la portée du système suivant la mise en œuvre, ou non, de notre dispositif de réduction de la diaphonie.

3.5.2.3) Résultats

Gain en débit

A titre d'exemple, nous considérons une ligne de longueur égale à 200 m.

En présence du premier bruit (*télédiaphonie 1* de la figure III.7) nous relevons un débit descendant de 46.03 Mb/s.

En présence du second bruit (*télédiaphonie 3* de la figure III.7) le débit descendant atteint cette fois 97.44 Mb/s.

Grâce au système d'adaptation et à la source auxiliaire de tension, la diminution de la diaphonie observée sur les figures III.6 et III.7 permet d'obtenir une augmentation de débit de 51.41 Mb/s pour une liaison VDSL, dans la configuration testée.

Gain en portée

Nous fixons cette fois le débit, à 20.7 Mb/s.

En présence du premier bruit, la portée est de 310 m.

En présence du second bruit, elle atteint 490 m.

A débit équivalent (20,7 Mb/s dans cet exemple), le réseau d'adaptation associé à la source auxiliaire de tension permet d'augmenter la portée du système VDSL de 180 m.

3.5.3) Synthèse des résultats

L'utilisation des réseaux d'adaptation aux extrémités des paires permet de s'affranchir totalement des réflexions et de garantir une adaptation parfaite de la LMC. L'utilisation conjointe d'une source secondaire de tension annule le signal parasite apparaissant sur la paire voisine.

Il en découle l'obtention de niveaux de paradiaphonie et télédiaphonie plus faibles pour les bandes de fréquences des systèmes xDSL.

Les mesures [ROB06a] et simulations [ROB07d] effectuées respectivement sur des liaisons ADSL2+ et VDSL ont permis de quantifier l'amélioration obtenue en termes de débit, puis de portée. Pour un débit et une portée fixes une amélioration de la QoS (Quality of Service) sera à prévoir.

3.6) Conclusion

Dans ce chapitre, une méthode de réduction de la diaphonie a été développée, fondée sur l'annulation des réflexions aux extrémités des lignes et sur une annulation du couplage diaphonique se produisant du côté de l'injection. Nous avons montré que l'amélioration qui découlait de la mise en œuvre de cette méthode était conséquente en termes de débit et de portée.

La mise en place d'un tel dispositif est néanmoins complexe lorsqu'il s'agit d'adapter des câbles de grande contenance (28 à 512 paires), le nombre de résistances et de sources auxiliaires devenant trop important.

C'est pourquoi ce type de dispositif ne sera pas utilisé pour éliminer intégralement la diaphonie dans les câbles de forte capacité, mais plutôt pour accroître les performances de lignes correspondant à des clients sélectionnés.

Ainsi, pour un abonné trop éloigné pour profiter pleinement des services hauts débits, le dispositif sera mis en œuvre sur la quarte de la paire qui lui est allouée. Côté client, un dispositif d'adaptation sera mis en place, au niveau du Point de Concentration par exemple, constituant un nœud accessible du réseau sans avoir à intervenir dans l'habitation même de l'abonné. Ce dispositif étant passif, aucune difficulté notable ne devrait être observée.

Côté DSLAM, l'extrémité de la quarte concernée sera terminée par un dispositif d'adaptation équivalent, et l'injection des signaux sera faite de telle sorte que la diaphonie sur la quarte soit largement atténuée. La quarte concernée sera toujours perturbée par la présence des conducteurs avoisinants, mais la diaphonie de plus forte amplitude (celle se produisant entre les paires de la quarte) sera annulée par la mise en œuvre de notre dispositif d'injection. En conséquence, moins de bruit stationnaire sera présent sur la paire dédiée au client trop éloigné, et l'abonné concerné aura alors accès à une plus large gamme de services hauts débits.

Ce système pourrait également trouver sa place dans l'optimisation des liaisons SDSL 2 paires, dont les performances sont limitées par la diaphonie existant entre les deux paires de la liaison [NDA05].

Cette méthode, couplée aux techniques numériques déjà mises en œuvres, devrait donc permettre de repousser encore plus loin les limites du cuivre et ainsi offrir de nouvelles perspectives en termes de services hauts débits aux clients et opérateurs.

Cette technique n'est en revanche pas généralisable à toute la zone couverte par un central téléphonique. En effet, même en ne considérant à chaque fois que le couplage de la quarte, éliminer la diaphonie de cette manière dans le cas de câbles de forte capacité ramène tout de même à un nombre conséquent de résistances. C'est pourquoi la réduction de la diaphonie pour toutes les quartes des câbles de forte capacité ne peut pas être traitée par cette méthode.

Aussi, le prochain chapitre est consacré à la recherche d'une nouvelle solution de réduction de la diaphonie, adaptée cette fois au cas des câbles multiconducteurs, dans le but d'optimiser les liaisons de tous les clients concernés par un toron de câble.

Chapitre 4

Réduction de la diaphonie par transformation modale

4.1) Introduction

Dans le chapitre précédent, nous avons présenté une méthode de réduction de la diaphonie particulièrement intéressante pour l'optimisation d'un nombre défini de lignes qui correspondraient à des clients désireux d'obtenir une meilleure QoS ou de nouveaux services.

Dans ce chapitre, nous proposons une seconde méthode de réduction de la diaphonie, mais ici applicable à toutes les lignes bifilaires d'un câble de forte contenance, permettant d'optimiser les liaisons à plus grande échelle. Cette nouvelle méthode est issue de la théorie des lignes de transmission et repose sur le découplage des équations des lignes de transmission par transformation modale, dans le but de transmettre les signaux suivant une combinaison particulière des modes de propagation de la ligne.

Une première section de ce chapitre est consacrée au rappel de certains éléments de la théorie des lignes, à partir desquels nous développons cette méthode de réduction de la diaphonie. Une seconde section est dédiée à l'illustration de cette technique pour une ligne composée de quatre conducteurs. Une troisième section établit les gains et applications possibles de cette technique de réduction de la diaphonie.

4.2) Transmission modale des signaux

4.2.1) Transformation modale appliquée aux équations des lignes

Les équations des télégraphistes ont été définies en (II.2) :

$$\begin{cases} \frac{d}{dx}[V(x)] = -[Z] \cdot [I(x)] + [V_s(x)] \\ \frac{d}{dx}[I(x)] = -[Y] \cdot [V(x)] + [I_s(x)] \end{cases} \quad (\text{II.2})$$

La solution de ce système d'équations a été déterminée en utilisant le formalisme des variables d'état. Une autre solution consiste à effectuer une transformation modale et ainsi à découpler les équations entre elles [TES97].

4.2.1.1) Changement de variable

Pour cela, nous définissons le changement de variable suivant :

$$\begin{cases} [V(x)] = [T_v] \cdot [V_m(x)] \\ [I(x)] = [T_i] \cdot [I_m(x)] \end{cases} \quad (\text{IV.1})$$

Où $V_m(x)$ et $I_m(x)$ sont les formes complexes des tensions et courants modaux sur la ligne.

Pour que la méthode utilisée soit valide, il est impératif que les matrices $[T_v]$ et $[T_i]$ ne soient pas singulières. Alors, en substituant ce changement de variable dans les équations des lignes définies en (II.2), nous obtenons :

$$\begin{cases} \frac{d}{dx}[V_m(x)] = -[T_v]^{-1} \cdot [Z] \cdot [T_i] \cdot [I_m(x)] \\ \frac{d}{dx}[I_m(x)] = -[T_i]^{-1} \cdot [Y] \cdot [T_v] \cdot [V_m(x)] \end{cases} \quad (\text{IV.2})$$

4.2.1.2) Diagonalisation du système

En déterminant deux matrices T_v et T_i de taille $N \times N$, qui simultanément diagonalisent les matrices de paramètres linéiques $[Y]$ et $[Z]$, ce qui est détaillé en (IV.3) et (IV.4), la solution aux équations des lignes est réduite à la solution de N équations différentielles couplées du premier ordre, dont la solution est bien connue [PAU94].

$$\begin{cases} [T_v]^{-1} \cdot [Z] \cdot [T_i] = [D_z] = \begin{bmatrix} D_{z1} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & D_{z2} & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & D_{zN} \end{bmatrix} \\ [T_i]^{-1} \cdot [Y] \cdot [T_v] = [D_y] = \begin{bmatrix} D_{y1} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & D_{y2} & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & D_{yN} \end{bmatrix} \end{cases} \quad (\text{IV.3})$$

$$\left\{ \begin{array}{ll} \frac{d}{dx} [V_{m1}(x)] = -[D_{Z1}] \cdot [I_{m1}(x)], & \frac{d}{dx} [I_{m1}(x)] = -[D_{Y1}] \cdot [V_{m1}(x)] \\ & \vdots \\ \frac{d}{dx} [V_{mN}(x)] = -[D_{ZN}] \cdot [I_{mN}(x)], & \frac{d}{dx} [I_{mN}(x)] = -[D_{YN}] \cdot [V_{mN}(x)] \end{array} \right. \quad (\text{IV.4})$$

Si nous appliquons la transformation aux équations des lignes non couplées du second ordre, nous obtenons :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d^2}{dx^2} [V(x)] = [Z \cdot Y] \cdot [V(x)] \\ \frac{d^2}{dx^2} [I(x)] = [Y \cdot Z] \cdot [I(x)] \end{array} \right. \quad (\text{IV.5})$$

En effectuant le changement de variable défini en (IV.1), nous obtenons :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d^2}{dx^2} [V_m(x)] = [T_v]^{-1} \cdot [ZY] \cdot [T_v] \cdot [V_m(x)] = [D_Z] \cdot [D_Y] \cdot [V_m(x)] \\ \frac{d^2}{dx^2} [I_m(x)] = [T_i]^{-1} \cdot [YZ] \cdot [T_i] \cdot [I_m(x)] = [D_Y] \cdot [D_Z] \cdot [I_m(x)] \end{array} \right. \quad (\text{IV.6})$$

Nous rappelons que $[Z]$ et $[Y]$ sont symétriques, ce qui signifie que $[Z]^t = [Z]$ et $[Y]^t = [Y]$, c'est-à-dire que les matrices sont invariantes par l'opération de transposition.

4.2.1.3) Détermination des matrices des vecteurs propres

Etant donné que la transposée de deux matrices est le produit de la transposée des matrices, et en utilisant le fait que les matrices $[D_Z]$ et $[D_Y]$ sont diagonales, donc que leur produit peut être inversé, nous avons :

$$\begin{aligned} [T_v]^{-1} \cdot [ZY] \cdot [T_v]^t &= [T_v]^t \cdot [Y]^t \cdot [Z]^t \cdot [T_v]^{-1} \\ &= [T_v]^t \cdot [Y] \cdot [Z] \cdot [T_v]^{-1} \\ &= [D_Z] \cdot [D_Y] \\ &= [D_Y] \cdot [D_Z] \end{aligned} \quad (\text{IV.7})$$

Nous aboutissons alors à la relation liant les matrices $[T_v]$ et $[T_i]$:

$$[T_i]^t = [T_v]^{-1} \quad (\text{IV.8})$$

Par conséquent, résoudre le système d'équations (II.2) revient à diagonaliser ou le produit $[YZ]$ ou le produit $[ZY]$.

4.2.2) Transmission de signaux suivant les modes propres de propagation de la ligne

Nous venons de voir qu'il était possible de diagonaliser le système matriciel (IV.5), afin de découpler les équations des lignes de transmission. Nous aboutissons alors à un système matriciel d'équations différentielles découplées du 2nd ordre.

Il paraît alors intéressant de transmettre les signaux suivant les modes propres de propagation de la ligne, puisqu'ainsi, chaque conducteur est en mesure de transmettre un signal sans être perturbé par les conducteurs avoisinants. Cette méthode a été développée et validée expérimentalement dans [BRO03].

Concrètement, la transmission des signaux suivant les modes propres de propagation de la ligne peut se décomposer en trois étapes décrites dans les paragraphes suivants et schématisées dans un quatrième.

Tout d'abord, à chaque signal devant être injecté sur la ligne est associé un mode de propagation. La transformation modale correspondante est appliquée au signal, qui se résume en une composition de signaux d'amplitudes définies sur chacun des conducteurs de la ligne.

Les signaux d'origine transformés en signaux modaux sont transmis sur la ligne. Chacun des modes de propagation est véhiculé sans subir de perturbation de la part des autres modes.

Du côté du récepteur, les signaux initiaux sont reconstruits en appliquant la transformation modale inverse.

Le principe de ce procédé est schématisé sur la figure IV.1.

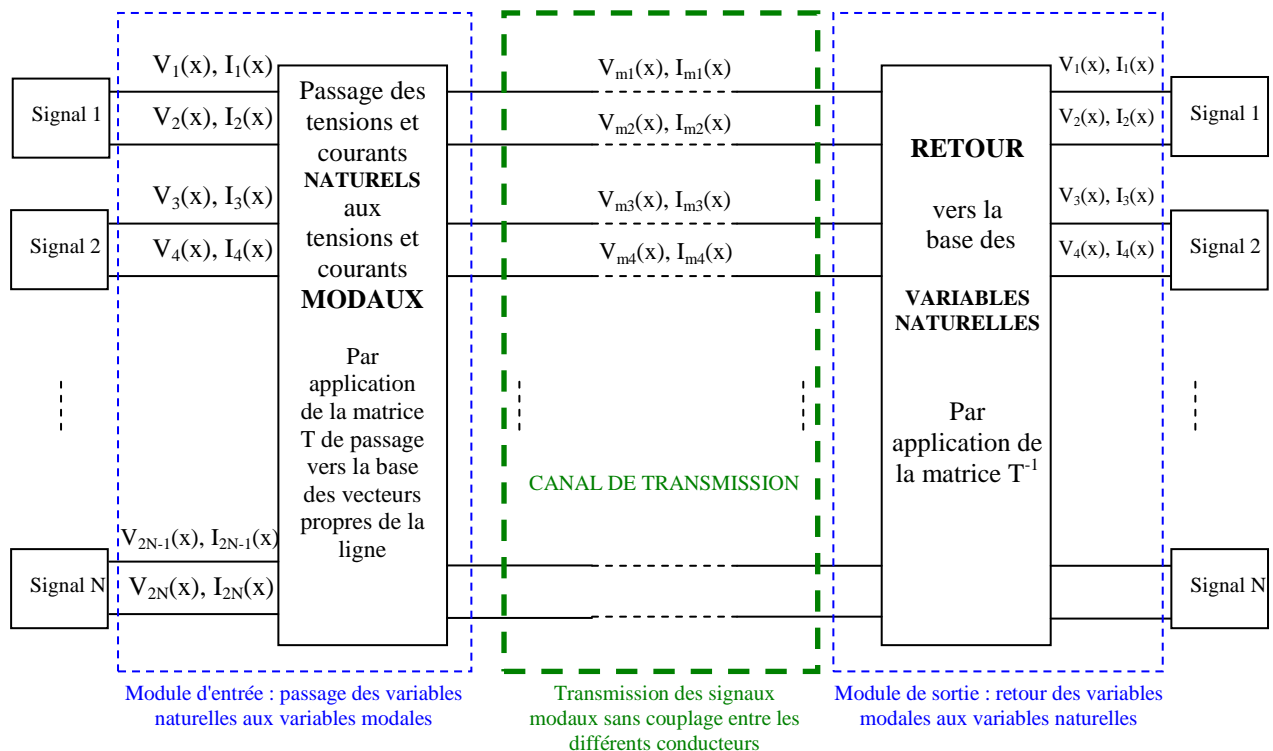


Figure IV.1 - Principe de la transmission suivant les modes propres de propagation

4.2.3) Découplage des équations des lignes paire à paire

Il apparaît donc possible de transmettre N signaux sur N conducteurs sans générer de problème de diaphonie. Cela présente un grand intérêt dans le cas des transmissions multifilaires en général. Dans le cas de lignes de télécommunications en revanche, le problème n'est pas exactement le même. En effet, la méthode en question implique la transmission de N signaux en mode commun sur la ligne. Dans le cas de lignes de télécommunications, ce mode de transfert est depuis longtemps abandonné, trop sujet aux perturbations extérieures. D'où la transmission des signaux en mode différentiel, présentant une immunité bien plus intéressante.

C'est pourquoi il nous est apparu nécessaire d'étendre le concept de découplage des équations des lignes, afin de découpler celles-ci non conducteur à conducteur mais paire à paire.

D'un point de vue mathématique l'objectif n'est donc plus d'obtenir une matrice diagonale dans la diagonalisation de la matrice $[ZY]$ mais une matrice diagonale par blocs de format 2×2 .

Nous connaissons le passage des variables naturelles aux variables modales et inversement :

$$\begin{cases} [V_m(x)] = [T_v]^{-1} \cdot [V(x)] \\ [I_m(x)] = [T_i]^{-1} \cdot [I(x)] \end{cases} \quad (\text{IV.9})$$

Sur le conducteur i ($i = 1$ à $2N$) se propagent les signaux modaux $V_{mi}(x)$ et $I_{mi}(x)$, combinaisons linéaires des $2N$ tensions et $2N$ courants d'entrée, suivant les coefficients présents sur la $i^{\text{ème}}$ ligne des matrices $[T_v^{-1}]$ et $[T_i^{-1}]$.

Pour passer d'équations des lignes indépendantes conducteur à conducteur à des équations des lignes indépendantes paire à paire, nous sommes partis des variables modales auxquelles nous avons appliqué une opération supplémentaire.

Nous avons introduit de nouvelles variables : les variables de transmission $V_t(x)$ et $I_t(x)$.

$$\begin{cases} V_t(x) = P \cdot V_m(x) \\ I_t(x) = P \cdot I_m(x) \end{cases} \quad (\text{IV.10})$$

La matrice P est alors de la forme :

$$P = \begin{bmatrix} P_b & 0 & \dots & 0 \\ 0 & P_b & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & P_b \end{bmatrix} \quad \text{où } P_b = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ -1 & -1 \end{bmatrix} \quad (\text{IV.11})$$

En conséquence, grâce à cette méthode nous obtenons par exemple sur les deux premiers conducteurs :

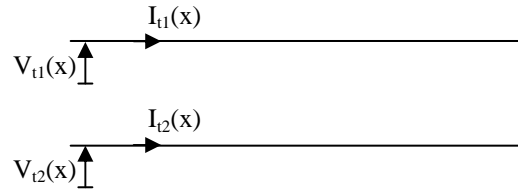
➤ sur le conducteur 1 :

$$V_{t1}(x) = V_{m1}(x) + V_{m2}(x) \quad I_{t1}(x) = I_{m1}(x) + I_{m2}(x)$$

➤ sur le conducteur 2 :

$$V_{t2}(x) = -V_{m1}(x) - V_{m2}(x) \quad I_{t2}(x) = -I_{m1}(x) - I_{m2}(x)$$

Sur la paire composée des conducteurs 1 et 2, nous obtenons donc sur la partie transmission :



Avec $V_{t1}(x) = -V_{t2}(x)$ et $I_{t1}(x) = -I_{t2}(x)$.

Nous recréons donc sur une transmission différentielle, régie par des équations des lignes découplées paire à paire.

Grâce à cette nouvelle technique nous sommes par conséquent en mesure de transmettre N signaux différentiels sur N paires, tout en nous affranchissant du problème de la diaphonie entre les conducteurs.

Le mécanisme d'un tel dispositif est présenté sur la figure IV.2.

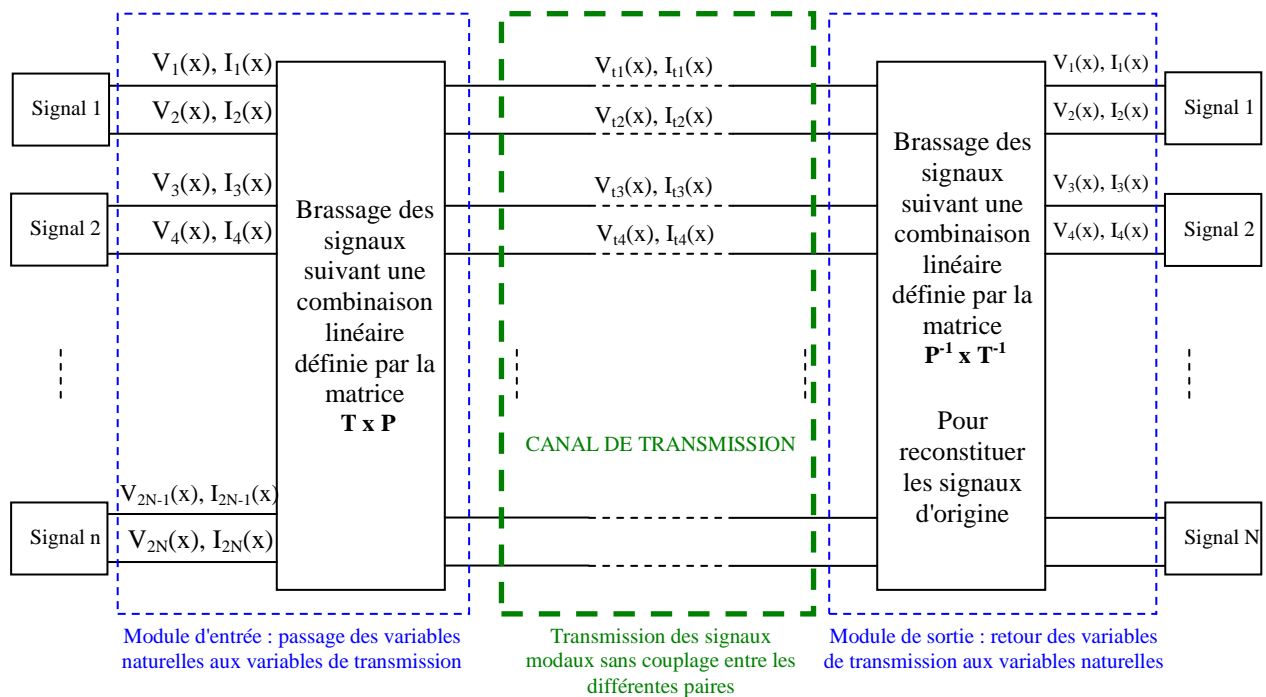


Figure IV.2 - Principe de la transmission suivant une combinaison de modes propres

4.3) Mise en œuvre sur une ligne composée de quatre conducteurs

Afin d'illustrer les concepts théoriques de la méthode proposée, des simulations sont effectuées avec le code RESLINE.

4.3.1) Caractéristiques de la ligne étudiée

4.3.1.1) Description physique

Considérons le cas d'une ligne non blindée composée de quatre conducteurs (figure III.13). Les paramètres linéiques de cette ligne sont rappelés en (III.33) et (III.34).

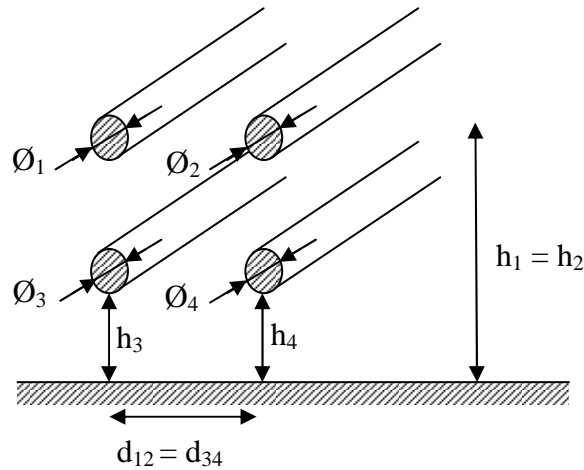


Figure III.13 - Ligne non blindée composée de quatre conducteurs

$$[L] = \begin{pmatrix} 2.4 & 2.04163 & 2.041625 & 1.97231 \\ 2.04163 & 2.4 & 1.97231 & 2.041625 \\ 2.041625 & 1.97231 & 2.3999 & 2.04162 \\ 1.97231 & 2.041625 & 2.04162 & 2.3999 \end{pmatrix} \quad (\text{III.33})$$

$$[C] = \begin{pmatrix} 23.0364 & -9.17475 & -9.17435 & -2.9439 \\ -9.17475 & 23.0364 & -2.9439 & -9.17435 \\ -9.17435 & -2.9439 & 23.0372 & -9.17394 \\ -2.9439 & -9.17435 & -9.17394 & 23.0372 \end{pmatrix} \quad (\text{III.34})$$

Où L est exprimée en $\mu\text{H/m}$ et C en pF/m .

4.3.1.2) Caractéristiques de la transmission

Dans cette configuration, et en appliquant les formules énoncées en (IV.3), nous obtenons par exemple pour les matrices de changement de base :

$$[T_v] = \begin{pmatrix} 0.4984 & -0.7019 & 0.5001 & -0.0254 \\ 0.4984 & 0.7019 & 0.5001 & 0.0254 \\ 0.5016 & 0.1595 & -0.4999 & -0.7194 \\ 0.5016 & -0.1595 & -0.4999 & 0.7194 \end{pmatrix} \quad (IV.12)$$

$$[T_i] = \begin{pmatrix} 0.4999 & -0.7067 & 0.5016 & -0.1567 \\ 0.4999 & 0.7067 & 0.5016 & 0.1567 \\ 0.5001 & 0.0250 & -0.4984 & -0.6895 \\ 0.5001 & -0.0250 & -0.4984 & 0.6895 \end{pmatrix} \quad (IV.13)$$

En injectant les signaux sur la ligne suivant la transformation modale régie par (IV.12) et (IV.13), nous sommes donc théoriquement en mesure de transmettre les signaux sans diaphonie.

4.3.1.3) Modes propres de propagation de la ligne

A partir des matrices $[T_v]$ et $[T_i]$ décrites en (IV.12) et (IV.13), nous définissons les modes de propagation sur la ligne. En effet, $[T_i]$ contient les vecteurs propres des tensions, ou tensions modales : chaque colonne contient l'un des modes de propagation. De son côté, $[T_v]$ contient les vecteurs propres des courants, ou courants modaux ; chaque colonne contient l'un des modes.

Dans le cas de la ligne à quatre conducteurs, les figures IV.3 à IV.6 présentent les distributions des tensions modales suivant les différents conducteurs de la ligne.

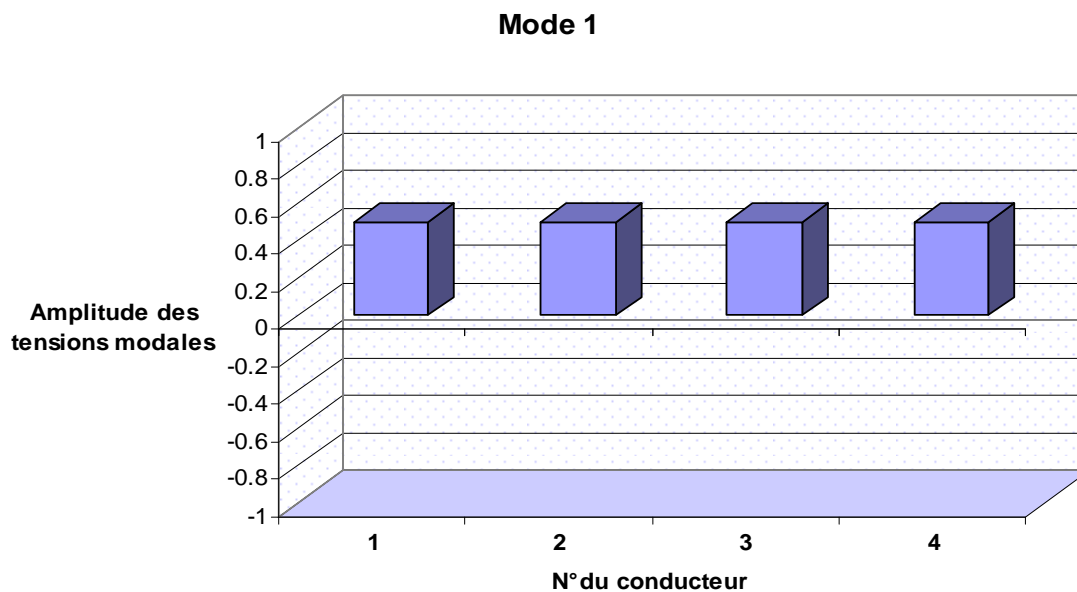


Figure IV.3 - Tension modale du mode n°1

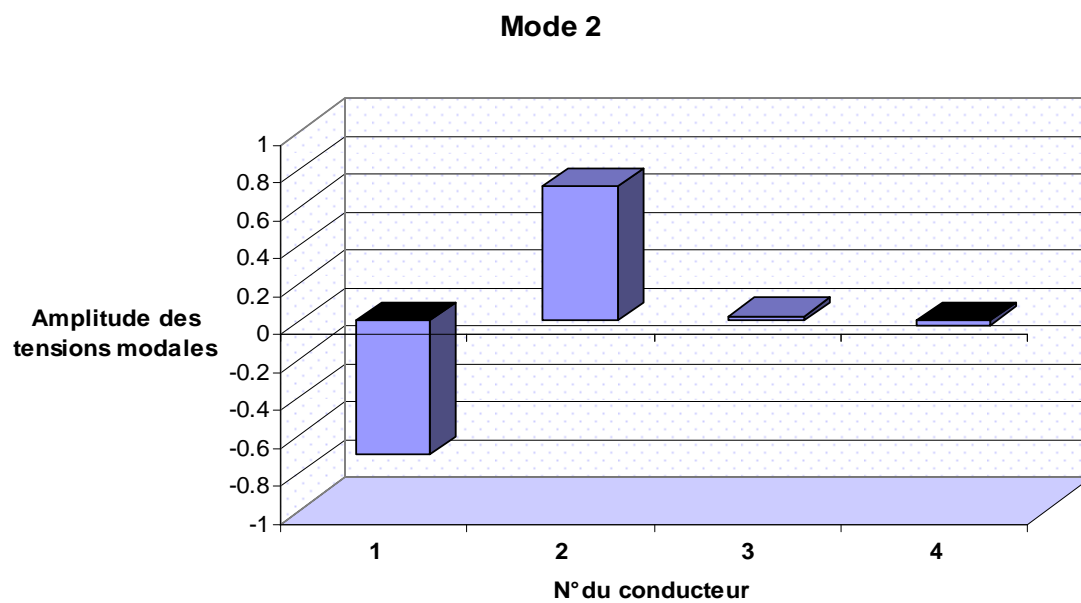


Figure IV.4 - Tension modale du mode n°2

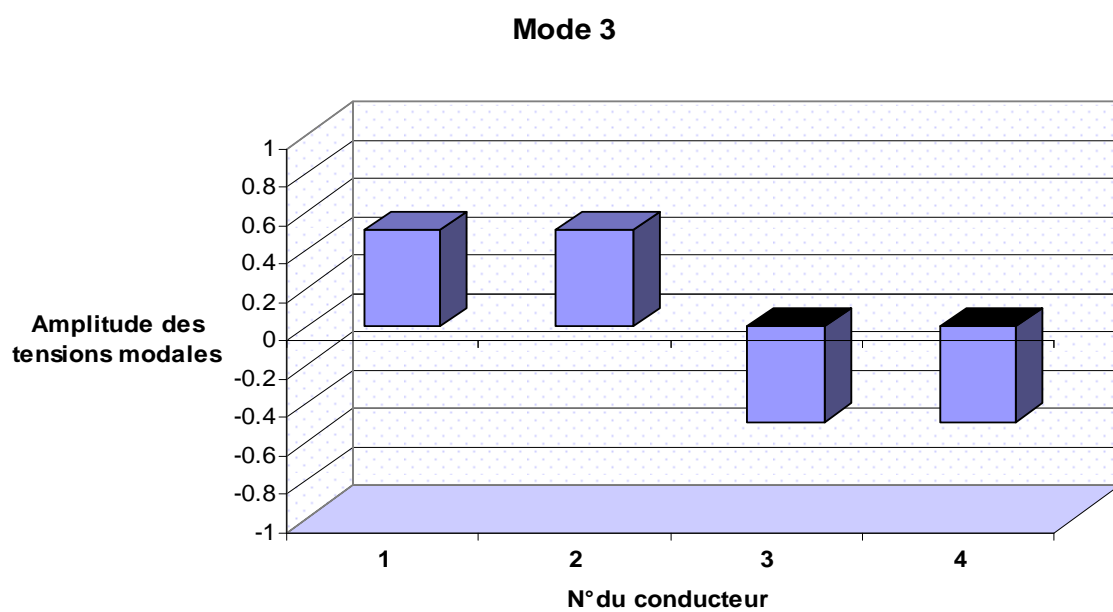


Figure IV.5 - Tension modale du mode n°3

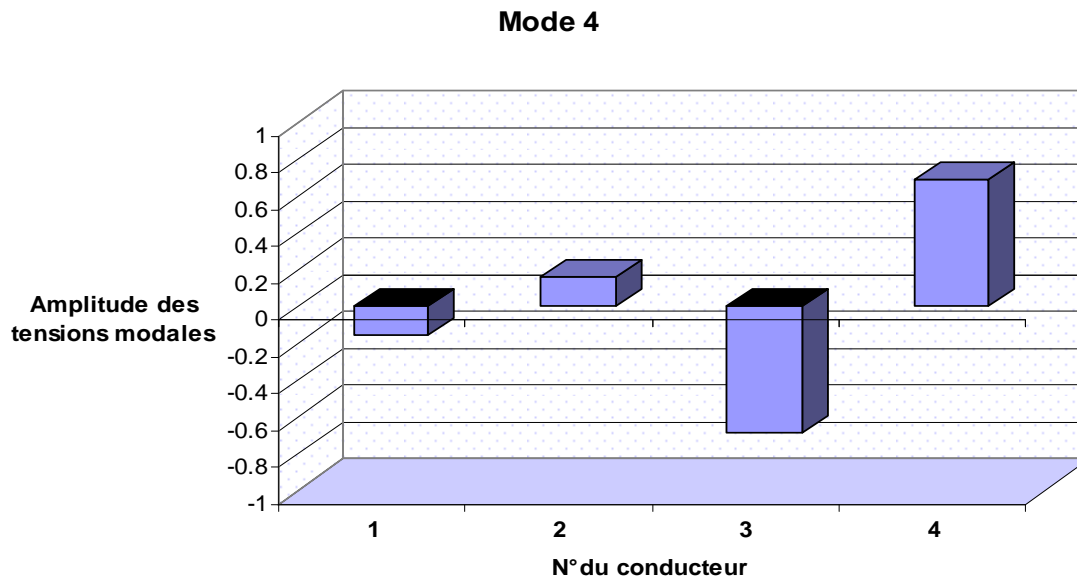


Figure IV.6 - Tension modale du mode n°4

4.3.2) Simulations numériques

Nous mettons à nouveau en œuvre le code RESLINE pour simuler la ligne décrite sur la figure III.13. Les simulations sont réalisées sur une large bande fréquentielle, allant jusqu'à 30 MHz afin de couvrir l'intégralité des systèmes xDSL.

Les paramètres linéiques, fournis en (III.33) et (III.34) sont insérés dans le code de calcul RESLINE. Un signal trapézoïdale est injecté sur la paire 1, dite paire perturbatrice. Cette première paire est par conséquent la paire perturbatrice, et les tensions de paradiaphonie et télédiaphonie sont évaluées sur la seconde paire (ou paire victime) respectivement à ses extrémités locale et distante.

4.2.2.1) Configuration 1

Dans un premier temps la LMC est simulée avec une charge d'extrémité en mode différentiel constituée d'une résistance de 120 Ω , représentative des équipements d'extrémité (modems) intervenant dans une configuration réelle. La figure IV.7 représente cette configuration.

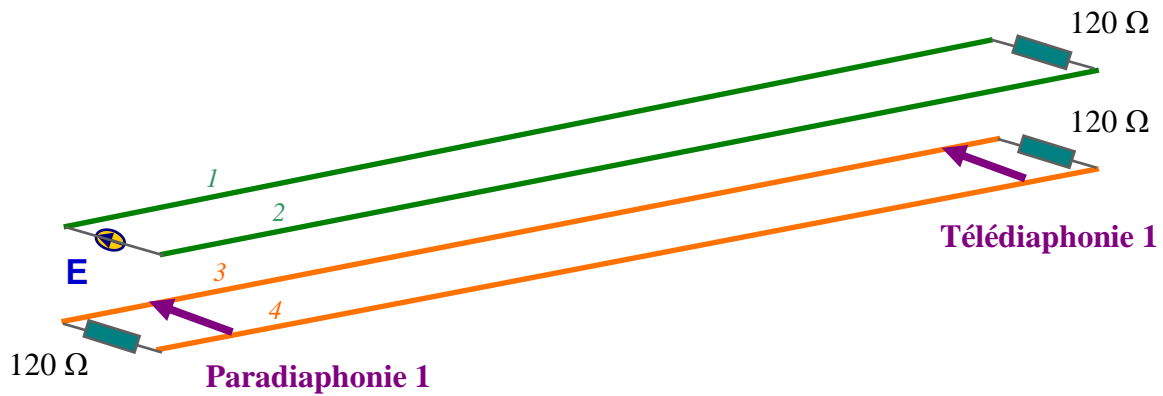


Figure IV.7 - Configuration 1

2.2.2) Configuration 2

Des simulations complémentaires sont réalisées, en injectant sur la ligne un signal trapézoïdal décomposé suivant le premier mode de propagation de la ligne (figure IV.8).

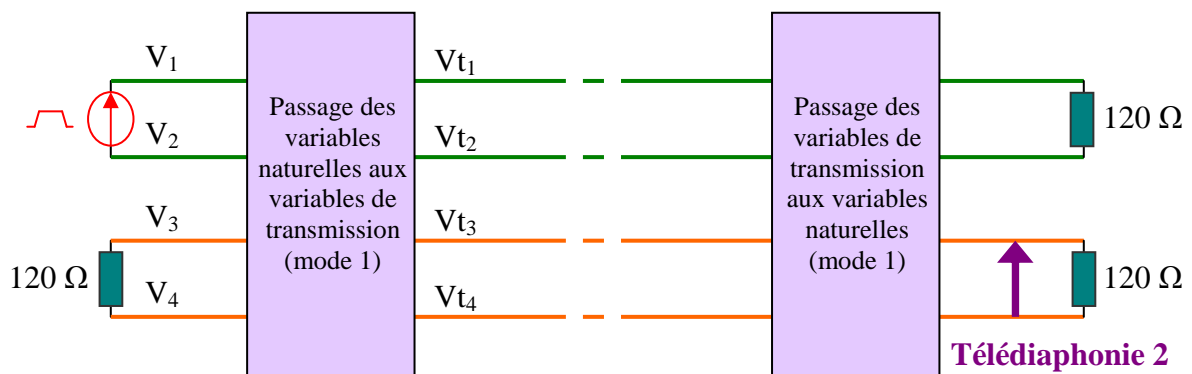


Figure IV.8 - Configuration 2

4.2.2.3) Résultats

Les résultats temporels de télédiaphonie sont représentés sur la figure IV.9, les résultats fréquentiels sur la figure IV.10, sous forme de DSP.

La visualisation des résultats temporels fait clairement apparaître l'efficacité de la méthode d'injection des signaux suivant la transformation modale décrite en (IV.10).

Le signal parasite sur la paire victime est fortement réduit par la mise en œuvre de ce dispositif de réduction de la diaphonie. Les résultats fréquentiels vont également dans ce sens. Le gain de diaphonie est très important et peut atteindre jusque 40 dB.

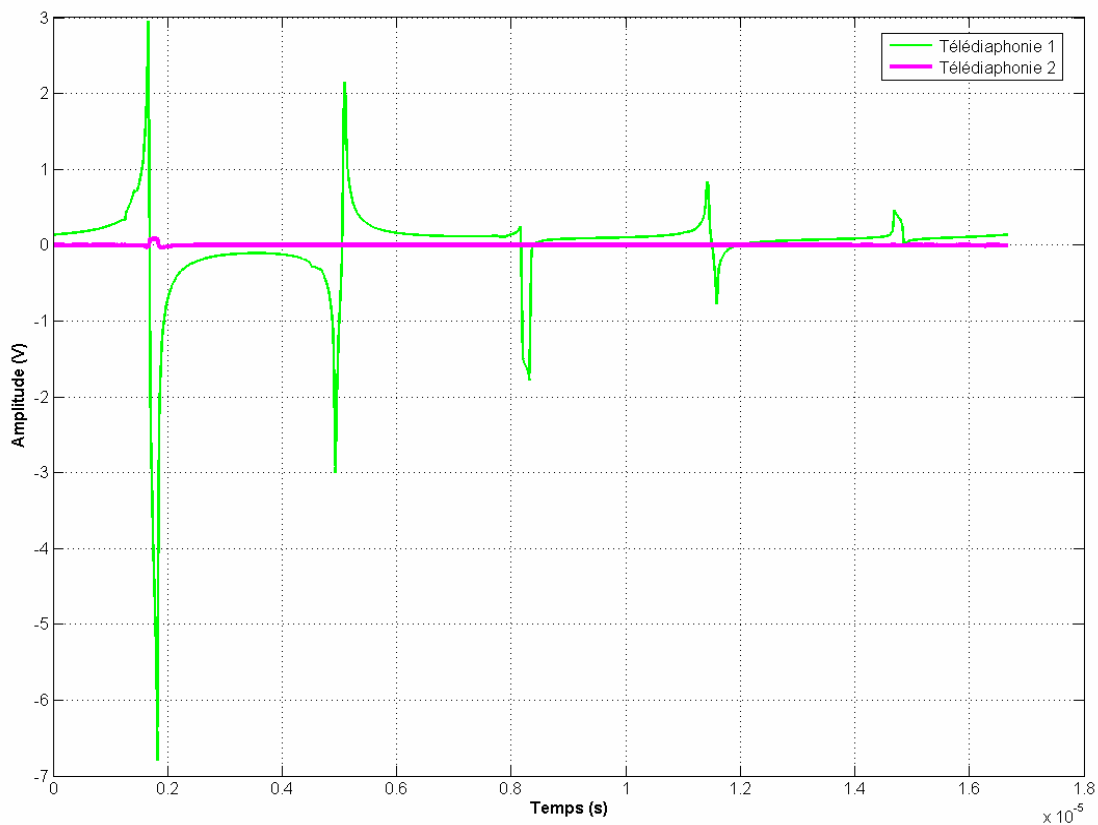


Figure IV.9 - Résultats temporels

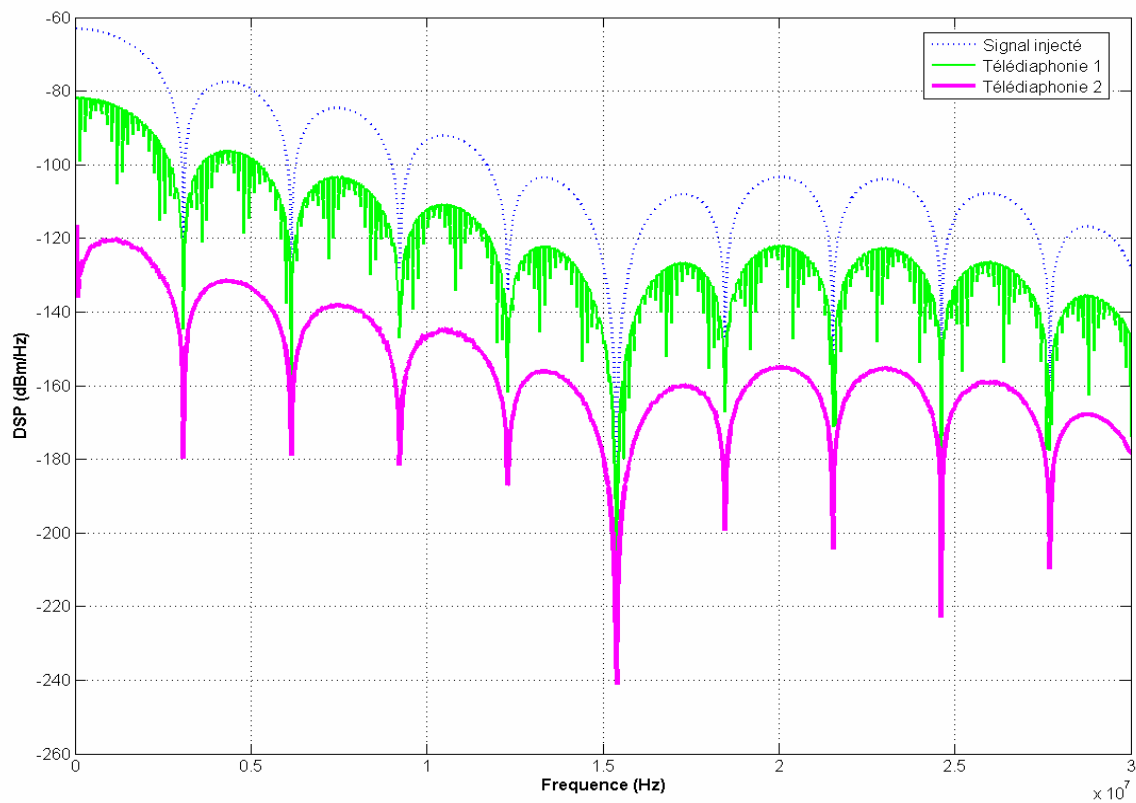


Figure IV.10 - Résultats fréquentiels

4.3.3) Quantification de l'amélioration apportée dans le cas d'une liaison VDSL

Afin de quantifier cette amélioration en termes de débit et de portée, nous utilisons à nouveau la chaîne numérique présentée dans le cas de l'application du troisième chapitre. Ces résultats ont également été présentés dans [ROB07c].

Nous testons l'amélioration des performances sur un système VDSL, et uniquement sur le canal descendant.

Gain en débit

A titre d'exemple, nous considérons une ligne de longueur 500 m.

En présence du premier bruit (*télédiaphonie 1* de la figure IV.10) nous relevons un débit descendant de 30.8 Mb/s.

En présence du second bruit (*télédiaphonie 2* de la figure IV.10) le débit descendant atteint cette fois 79.5 Mb/s.

Grâce à notre méthode de réduction de diaphonie par transformation modale, la diminution de la diaphonie observée sur les figures IV.9 et IV.10 permet d'obtenir une augmentation de débit de 48.7 Mb/s pour une liaison VDSL, dans la configuration testée.

Gain en portée

Nous fixons cette fois le débit, à 20.2 Mb/s.

En présence du premier bruit, la portée est de 570 m.

En présence du second bruit, elle atteint 890 m.

A débit équivalent (20,2 Mb/s dans cet exemple), notre méthode de réduction de la diaphonie par transformation modale permet d'augmenter la portée du système VDSL de 320 m.

En fixant le débit à 53.6 Mb/s et en renouvelant l'expérience, les résultats sont les suivants :

En présence du premier bruit, la portée est de 400 m.

En présence du second bruit, elle atteint 600 m.

4.4) Contraintes de mise en œuvre de la méthode dans le réseau existant

La transformation modale présentée ici a été illustrée sur le cas d'une ligne composée de quatre conducteurs.

Cette technique peut néanmoins être étendue à un nombre beaucoup plus important de conducteurs, et en l'occurrence aux câbles de forte capacité de la boucle locale.

Rappelons que cette méthode nécessite d'effectuer deux transformations sur les signaux :

- une première pour passer des variables naturelles aux variables de transmission qui sont injectées sur la ligne,
- une seconde pour revenir aux variables naturelles depuis les variables de transmission reçues.

Etant donné la répartition d'un signal sur tous les conducteurs de la ligne par application de la transformée modale (figures IV.3 à IV.6 pour le cas d'une ligne à 4 conducteurs), cela implique que le dispositif soit appliqué aux extrémités d'un même câble. En effet, il n'est pas envisageable de se placer au niveau du DSLAM d'une part, et chez le client d'autre part : depuis le centre de télécommunications la transformation modale serait appliquée sur un nombre important de conducteurs, alors que chez le client, la transformée inverse se révélerait impossible du fait du faible nombre de conducteurs y parvenant (1 paire utilisée).

Le lieu d'implantation d'un tel dispositif serait donc au centre de télécommunications (central) d'une part, et au niveau des Sous Répartitions (SR) d'autre part (figures I.2 et IV.11). C'est en effet au niveau des SR que les câbles de forte capacité sont divisés en d'autres de plus faible contenance, afin d'être dirigés vers les différents clients.

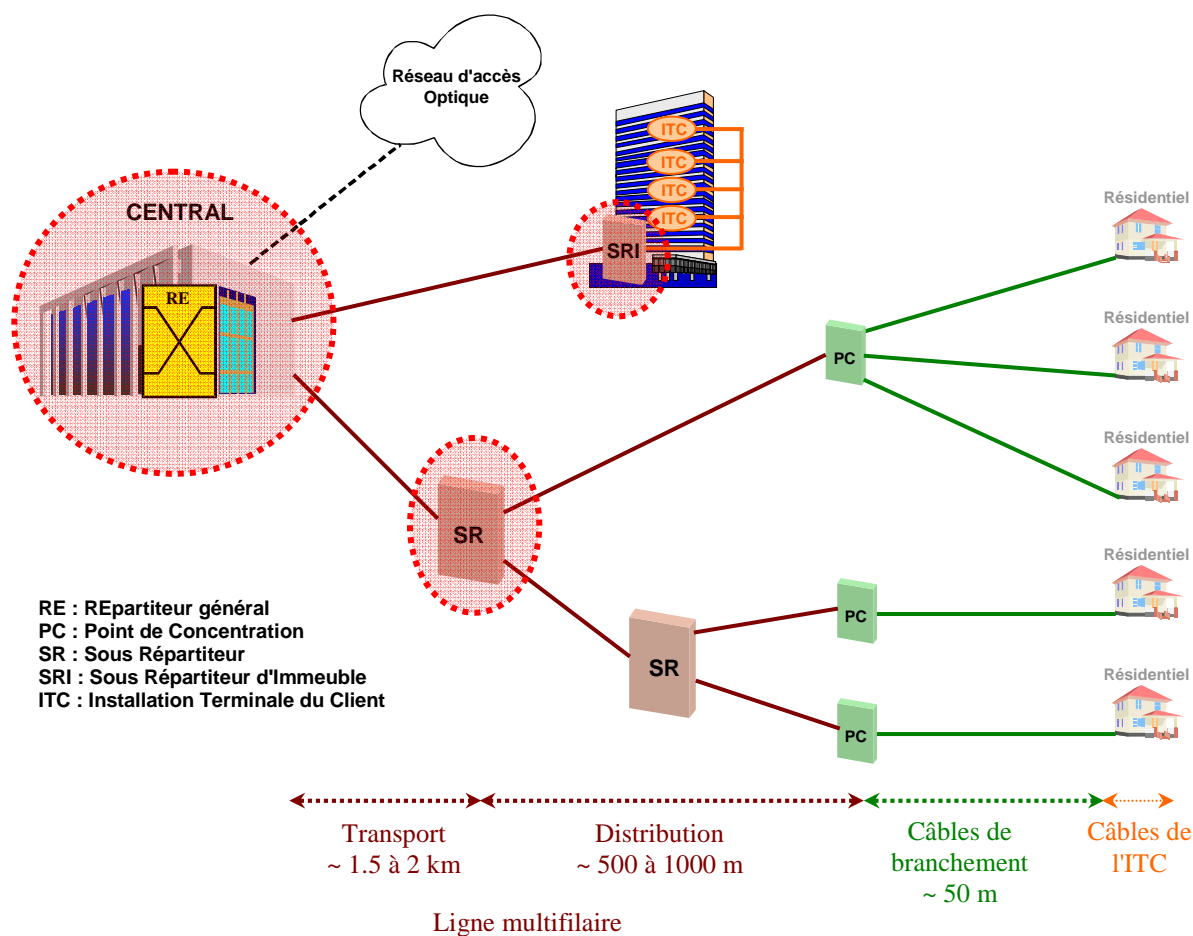


Figure IV.11 - Lieu d'implantation de la méthode

Deuxième contrainte, la transformation modale requiert des sources d'alimentation électrique afin d'alimenter les dispositifs de brassage permettant de combiner / recombinaer les signaux au moment de la transformation / transformation inverse.

Si au niveau des centres de télécommunications ces sources d'alimentation sont présentes, au niveau des sous-répartitions en revanche, celle-ci ne sont pas toujours disponibles. Elles sont cependant de plus en plus accessibles via les différents dispositifs qui sont progressivement déportés vers les SR. En dernier lieu, il reste tout à fait envisageable de télé-alimenter à partir du centre ces équipements s'ils s'avèrent aussi efficaces en pratique que le montrent les résultats de simulations présentés dans ce travail.

4.5) Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons proposé une méthode de réduction de la diaphonie applicable à toutes les paires d'un toron, quel que soit sa contenance.

Cette technique consiste à transmettre les signaux suivant une combinaison des modes de propagation de la LMC, afin de garantir paire à paire un découplage des équations des lignes. Des simulations ont été effectuées sur une ligne de quatre conducteurs et les résultats ont montré que la méthode permet d'obtenir une réduction de la diaphonie très importante, et ce dans l'intégralité de la bande passante des systèmes xDSL.

Pour quantifier cette réduction de diaphonie, des simulations ont été effectuées sur une chaîne de transmission VDSL. Les résultats obtenus sont à nouveau très intéressants. Des résultats similaires ont été obtenus pour d'autres configurations de lignes, notamment pour une ligne blindée à quatre conducteurs [ROB07b].

Cette méthode présente l'avantage d'être applicable à des câbles de forte contenance. Ainsi, en ne considérant que le couplage d'une quarte, cette technique permet d'éliminer la diaphonie pour chaque client.

En effet, nous avons montré au deuxième chapitre que la diaphonie la plus pénalisante est celle se produisant au sein d'une même quarte, du fait de la co-localisation de bout en bout des conducteurs. Aussi en avons-nous déduit qu'étudier la réduction de la diaphonie sur une quarte pouvait être considéré comme une approximation raisonnable.

Néanmoins, si nous voulons considérer toutes les autres contributions de bruit, nous avons ici une méthode de réduction de la diaphonie pouvant être appliquée sur l'intégralité des conducteurs.

La contrepartie de ceci réside dans la mise en œuvre de ce dispositif dans le réseau. En effet, il est nécessaire de le placer aux extrémités d'un même câble, afin de pouvoir recomposer rigoureusement les signaux utiles depuis les signaux modaux transmis. D'où la nécessité de se placer au niveau du centre de télécommunications d'une part, et au niveau des sous-répartitions d'autre part.

Alors, sur un câble de forte capacité transitant des signaux xDSL divers, il apparaît possible de transmettre autant de signaux que nécessaire tout en s'affranchissant du problème de la diaphonie.

L'intérêt est donc, dans ce contexte, d'annuler la diaphonie sur l'intégralité des signaux transmis entre le central téléphonique et le premier sous répartiteur ou point de concentration. Il est alors envisageable d'estimer que les performances des systèmes xDSL seront améliorées pour l'intégralité des clients raccordés au DSLAM concerné. Cela se traduira pour les abonnés par une augmentation du débit et de la qualité du service auquel ils auront souscrit, ou pour les clients auparavant trop éloignés des DSLAM par un accès nouveau aux services à haut débit.

Chapitre 5

Amélioration de la fonction de transfert du réseau électrique domestique

5.1) Introduction

Les chapitres précédents ont mis l'accent sur la recherche de solutions visant à réduire la diaphonie au sein des câbles de télécommunication de la boucle locale, et ce dans le but d'optimiser les performances des systèmes xDSL, permettant l'accès aux hauts débits à toute personne disposant d'une simple ligne téléphonique.

Grâce aux techniques xDSL, le client dispose donc du haut débit sur sa paire cuivrée. Il peut alors l'exploiter pour diverses applications, dont l'utilisation est optimisée par la réalisation d'un réseau local à haut débit sur lequel peuvent transiter les informations multimédia (images, vidéo, son, etc.). Plusieurs technologies se prêtent à la réalisation d'un tel réseau, en fonction du support de transmission mis en œuvre : Ethernet, WiFi, Courants Porteurs en Ligne (CPL).

Dans le contexte de ce travail, nous nous intéressons à la transmission des hauts débits sur support filaire. Le réseau électrique domestique n'étant pas initialement conçu pour supporter des transmissions à haut débit, les performances des systèmes CPL qu'il véhicule ne sont pas optimisées. C'est pourquoi nous traitons ici des performances des systèmes CPL, par le biais de la fonction de transfert du réseau électrique domestique.

La première section de ce chapitre est dédiée à la présentation de la technologie CPL. Nous décrivons ensuite les méthodes existantes de modélisation du canal CPL et présentons celle que nous avons développée afin d'étudier la fonction de transfert du réseau électrique domestique. Des mesures de fonction de transfert réalisées sur une installation existante viennent valider cette modélisation du canal par la théorie des lignes de transmission. Alors, nous étudions la fonction de transfert du canal de propagation constitué par le réseau électrique domestique et déterminons divers paramètres susceptibles de modifier ses caractéristiques.

Cette étude nous amène à appliquer les concepts du chapitre 3 au cas du réseau électrique domestique. Nous proposons en ce sens une méthode d'optimisation de la fonction de transfert basée sur l'adaptation des prises électriques du réseau. Les résultats obtenus lors des simulations sont présentés et nous détaillons une mise en œuvre possible de ce dispositif.

5.2) La technologie CPL

La technologie CPL utilise le réseau de distribution électrique comme infrastructure de communication pour transporter l'information numérique.

Elle peut être déclinée en deux applications majeures : *PLC outdoor* (*PLC* : *Power Line Communications*) et *PLC indoor*.

5.2.1) PLC Outdoor (ou Access)

Les *PLC outdoor* permettent d'apporter un accès internet à une habitation en utilisant le réseau électrique moyenne et basse tension situé en amont du compteur électrique. Ce réseau appartenant généralement aux collectivités locales, est exploité par EDF (Electricité De France) ou des régies d'électricité. Le terme BLE (Boucle Locale Electrique) est aussi utilisé.

Le principe (figure V.1) est de coupler une arrivée Internet haut Débit obtenue de quelque manière que ce soit (fibre optique, satellite, xDSL) au réseau électrique local, et ce au niveau du transformateur de Moyenne Tension (MT) en Basse Tension (BT). Ainsi, toute la zone desservie par le transformateur peut bénéficier de cet accès distribué via le réseau électrique.

Les *PCL outdoor* se présentent comme une bonne alternative aux technologies xDSL dans les zones où le réseau téléphonique est inexistant, par exemple dans les pays en voie de développement.

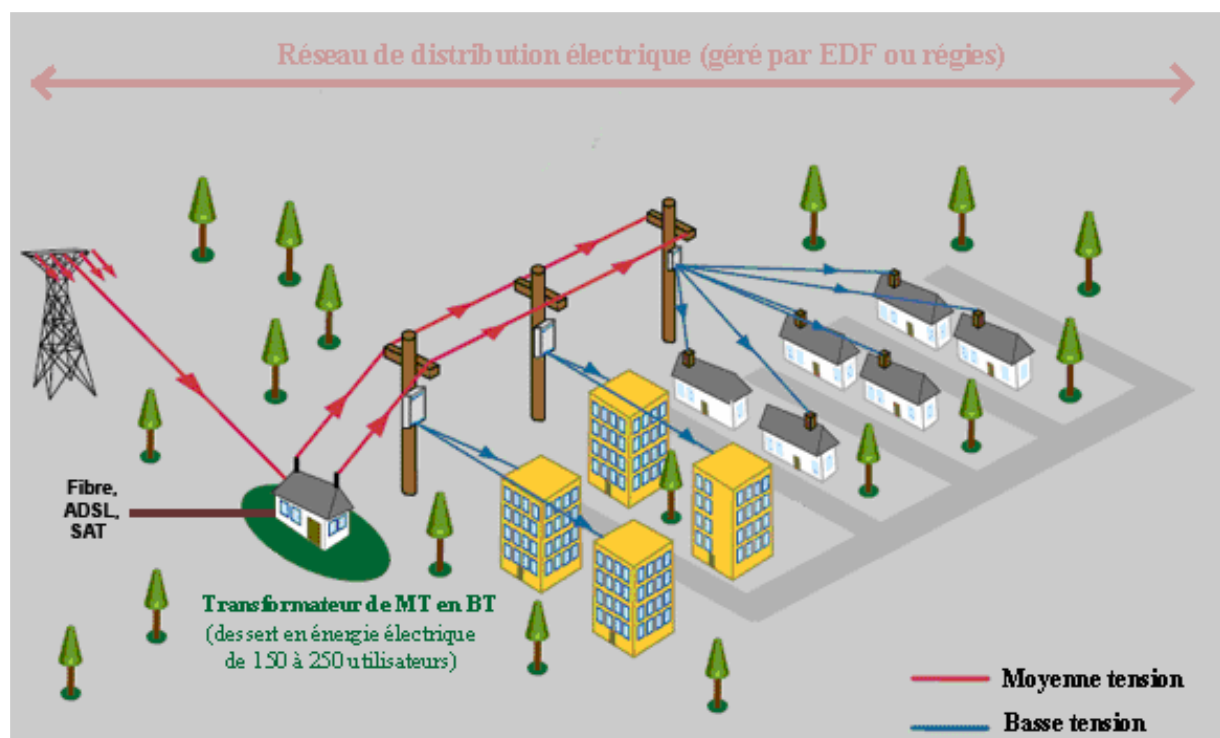


Figure V.1 - Schéma de principe des *PLC outdoor*

5.2.2) PLC Indoor

Les *PLC Indoor* sont déclinés en deux versions :

- *PLC Indoor bas débit* : les CPL sont dans ce cas utilisés pour le transfert d'informations de commande / contrôle d'équipement. On retrouve des produits utilisant les CPL bas débit dans la domotique. Les fréquences utilisées sont comprises entre 3 et 148 kHz (norme CENELEC EN50065-1).
- *PLC Indoor haut débit* : les CPL sont alors utilisés pour le transfert de l'Internet haut débit, de la vidéo, de fichiers. Les fréquences exploitées sont comprises entre 2 et 30 MHz.

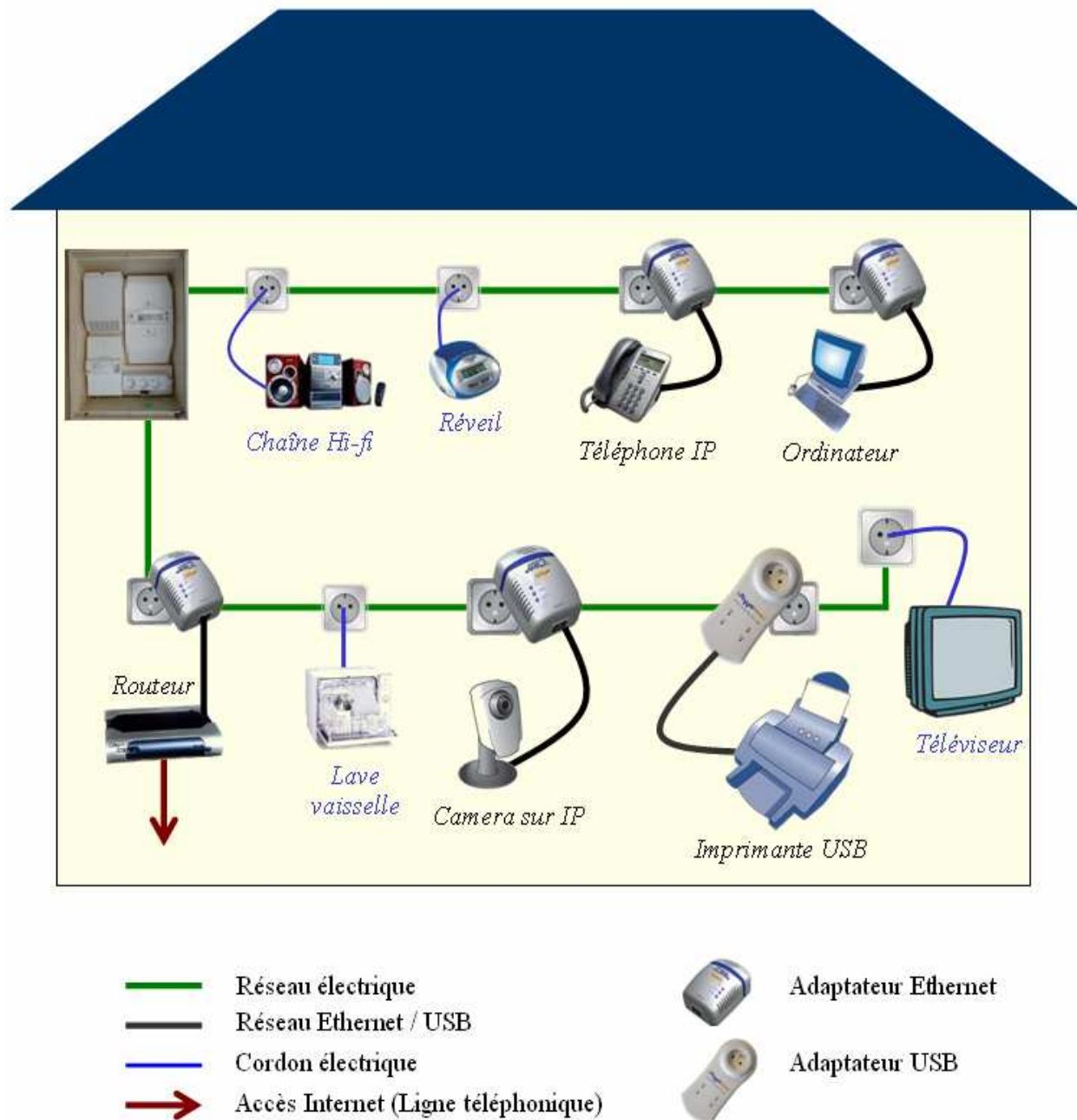


Figure V.2 - PLC indoor haut débit

Les *PLC Indoor haut débit* permettent de partager une connexion Internet existante (ADSL, RNIS, câble, etc.) en constituant un réseau local sur un réseau électrique privé, en aval du compteur électrique (figure V.2). L'un des avantages de cette technique est d'utiliser un réseau déjà en place et disposant d'une forte densité de points d'accès (prises).

La connexion d'un adaptateur CPL / Ethernet derrière le routeur permet d'injecter le signal Internet sur la ligne électrique. La réception du signal s'effectue par un autre adaptateur (Ethernet ou USB) sur lequel est connecté le dispositif de communication (figure V.3).

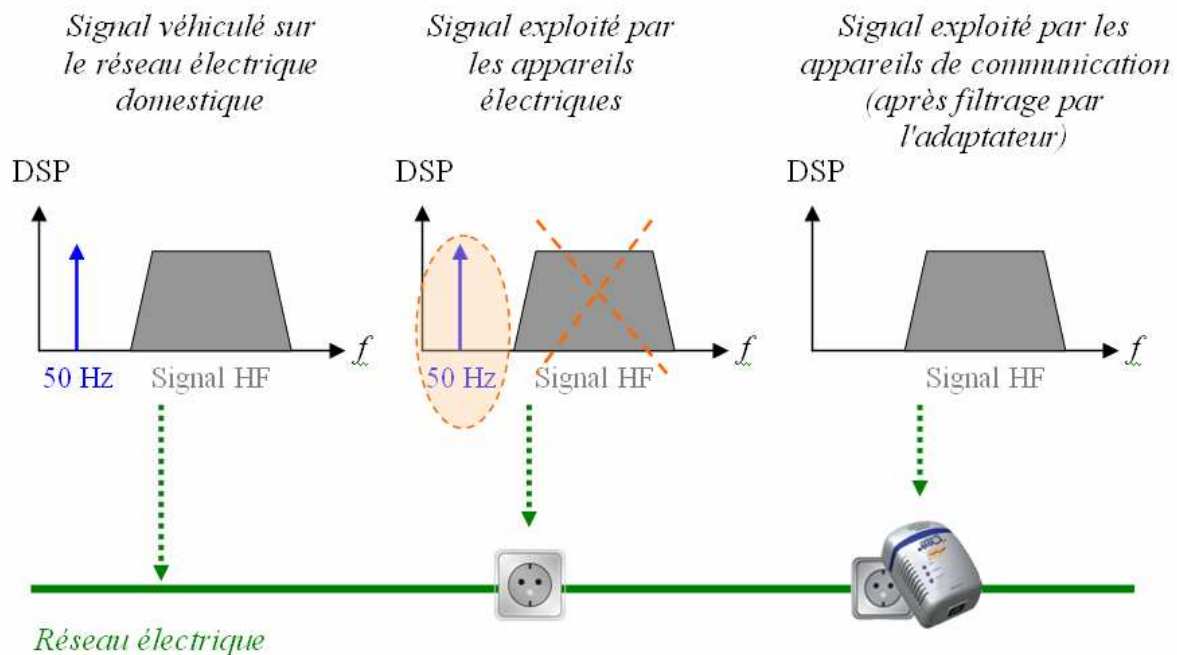


Figure V.3 - Superposition des signaux BF et HF sur le réseau électrique domestique

5.2.3) Fonctionnement des technologies PLC indoor

La technologie des *PLC indoor* consiste à superposer au signal électrique classique Basse Fréquence (BF : 50 Hz) un deuxième signal de fréquence plus élevée (Haute Fréquence – HF : de 1 à 30 MHz) et de faible énergie (< -50 dBm/Hz).

5.2.3.1) Couplage du signal haute fréquence sur le réseau électrique

L'injection du signal sur le réseau électrique peut être effectuée par couplage capacitif en parallèle sur le réseau ou couplage inductif via un tors de ferrite [HEU05]. Dans le cas des installations domestiques (*PLC indoor*), le couplage est effectué de manière capacitive au niveau du tableau électrique de l'habitation.

Le coupleur doit assurer une séparation galvanique optimale entre les lignes électriques et les appareils de communication afin de minimiser les effets de rayonnement et optimiser la qualité du signal sur le réseau [BIG03], [GED03], [DOS04].

5.2.3.2) Modulation des données

Les applications visées par les CPL (images, son, vidéo, etc.) sont gourmandes en débit et nécessitent l'utilisation d'une ressource spectrale conséquente. Les techniques mises en œuvre pour occuper toute la bande disponible sont essentiellement les techniques à étalement de spectre et les techniques multiporteuses, en particulier l'OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing).

Une description complète et détaillée de cet aspect modulation est disponible en [CRU05] et [DEG02].

5.2.3.3) Spectre des offres CPL

Les systèmes commercialisés depuis le début de l'année 2000 répondent pour beaucoup aux spécifications proposées au sein du *Consortium HomePlug Powerline Alliance* [HOM07]. Aussi, les industriels Devolo, Netgear, Olitec, Philips ou encore Sagem commercialisent leurs modems indoor sous le label *HomePlug*.

Trois spécifications sont finalisées et précisent les couches physiques et de contrôle d'accès : le *HomePlug 1.01*, le *HomePlug 1.1* et le *HomePlug AV*. Ces standards exploitent la bande [0 – 25 MHz] avec des niveaux d'émission de -50 dBm/Hz sur les fréquences autorisées et -80 dBm/Hz dans les bandes radioamateurs qui sont ainsi protégées par des "notches".

L'OFDM est employée comme technique de transmission, la différence entre les standards tient au nombre de sous porteuses, aux ordres de modulation employés, aux débits.

- HomePlug 1.0.1 :
 - débit théorique maximal : 14 Mb/s
 - utilisation : partage de connexion Internet et de fichiers peu volumineux
- HomePlug 1.1 ou Turbo :
 - débit théorique maximal : 85 Mb/s
 - utilisation : partage d'accès Internet haut débit, transfert de fichiers
- HomePlug AV :
 - débit théorique maximal : 200 Mb/s
 - utilisation : streaming vidéo, vidéo à la demande, besoin de QoS

Les débits indiqués sont bruts. Notons que le débit réel maximal du *HomePlug AV* est de 80 MB/s. A titre indicatif, la Télévision Haute Définition (TVHD) requiert des débits de l'ordre de 15 Mb/s.

Parallèlement au développement des standards *HomePlug*, certains industriels expérimentent leur propre technologie. C'est ainsi que la société espagnole DS2 commercialise une puce à 200 Mb/s, permettant de transmettre la vidéo, les jeux en ligne, la TVHD. Néanmoins, il n'y a pas d'interopérabilité entre ces divers systèmes non normalisés.

Pour sa part, France Télécom vend des adaptateurs CPL *HomePlug AV*.

5.3) Modélisation de la fonction de transfert du canal CPL

L'étude du canal de propagation peut se décomposer en deux grands axes :

- l'étude de la réponse impulsionnelle du canal qui rend compte des phénomènes venant modifier la forme des ondes émises,
- l'étude des bruits et brouilleurs venant se superposer au signal reçu et dont les origines peuvent être multiples.

En ce qui concerne les différentes sources de bruit, nous avons cité les principales d'entre elles dans le premier chapitre, dans le contexte de l'installation terminale du client. Il en ressort que les perturbateurs sont multiples et présents au sein de l'habitation [CAN02] : lampes à basse consommation d'énergie, appareils électroménagers, équipements défectueux, etc.

De plus, depuis plusieurs années, un certain nombre d'études a été mené afin de caractériser ces brouilleurs et les classer, dans le but d'étudier leur effet sur les performances des PLC [MAR05] et d'établir des règles de traitement du signal adéquates pour leur réduction [DEG02]. Une description intéressante, donnée dans [ZIM05] classe les bruits rencontrés dans cinq catégories, suivant leur origine, leur durée, leur occupation spectrale et leur intensité.

L'étude de la fonction de transfert d'une ligne du réseau électrique domestique quant à elle, peut être réalisée par plusieurs approches. Nous citons à titre d'exemple la modélisation multi-nœuds [MEN02], [MEN04] ou encore les modèles statistiques obtenus à partir de mesures au sein d'habitations existantes [AVR07], [DEG02], [MOU06], [TLI07].

Dans le contexte de cette étude, nous avons choisi d'aborder ce problème par la théorie des lignes de transmission, développée dans le deuxième chapitre, et notamment par la modélisation du réseau électrique domestique en utilisant l'outil de simulation RESLINE.

Afin de valider cette modélisation, nous avons comparé les résultats obtenus à ceux issus d'une approche consistant à estimer la fonction de transfert d'un réseau complexe par le biais des fonctions de transfert de chacun des tronçons du système global [TSU02], [HAS06b].

De plus, des fonctions de transfert ont été simulées et comparées à des mesures réalisées sur une installation existante.

5.3.1) Modélisation d'une chaîne de transmission multi tronçons

Considérons le cas de la figure V.4, représentant une portion de réseau électrique d'une installation domestique et comportant quatre prises, notées E , S , X_1 et X_2 . Nous souhaitons déterminer la fonction de transfert d'un tel réseau entre les prises E (Entrée) et S (Sortie).

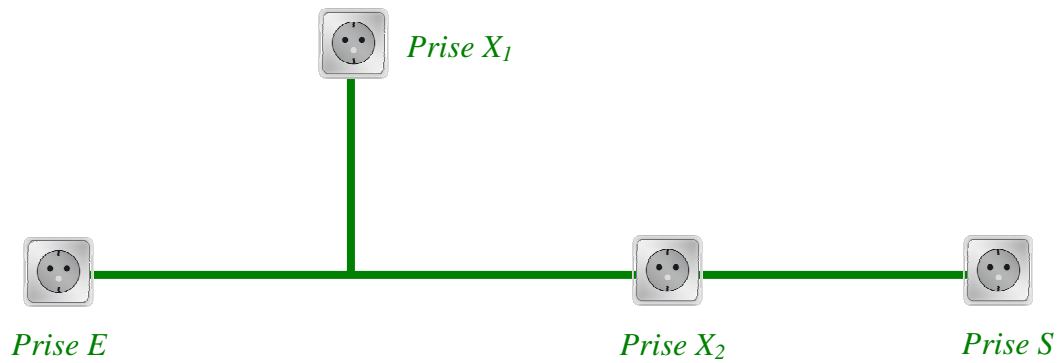


Figure V.4 - Tronçon du réseau électrique d'une installation domestique

La modélisation d'une telle structure est basée sur un découpage de la structure complète en plusieurs tronçons, appelés généralement lignes et branches.

Les *lignes* correspondent aux tronçons placés le long du chemin principal, les *branches* aux tronçons venant s'y raccorder (dérivations). L'interconnexion des *lignes* et *branches* s'effectue au niveau des *nœuds*.

Chaque ligne ou branche est caractérisée par sa longueur, la géométrie de ses conducteurs, ses terminaisons. Dans le cas de dérivations, la longueur de la branche correspond simplement à celle de la dérivation qu'elle représente. Dans le cas d'une prise électrique placée dans la continuité du chemin principal (Prise X_2 de la figure V.4), la longueur de la branche est prise égale à 10 cm environ, afin de refléter au maximum une installation réaliste.

A partir de cela, plusieurs approches sont envisageables pour déterminer la fonction de transfert totale du système.

5.3.2) Estimation par l'approche MTL (Multiconductor Transmission Line)

Par "approche MTL" nous nous référons aux travaux réalisés en [TSU01] et [TSU02], relatifs à l'estimation de la fonction de transfert d'une ligne par la mise en cascade des fonctions de transfert des divers tronçons de ligne la constituant.

5.3.2.1) Formulation

Ainsi, chaque ligne ou branche est représentée par un quadripôle (figure V.5) déterminé à partir du concept de matrice $ABCD$ [STA00].

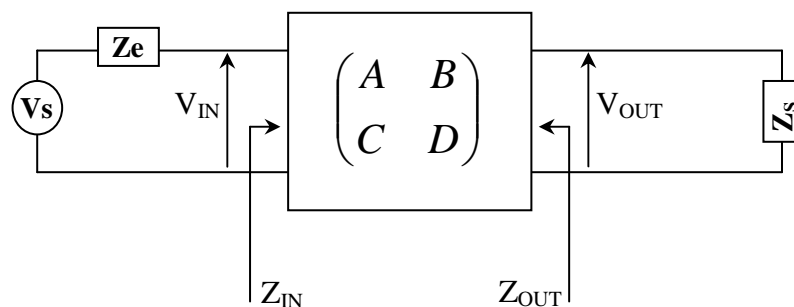


Figure V.5 - Modélisation ABCD d'un tronçon de ligne

La fonction de transfert d'un quadripôle est donnée à partir de la formule (V.1), qui peut également se traduire sous la forme de l'équation (V.2) :

$$H(f) = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \quad (V.1)$$

$$H(f) = \frac{Z_s}{A \cdot Z_s + B + C \cdot Z_e \cdot Z_s + D \cdot Z_e} \quad (V.2)$$

Considérons que chaque ligne est représentée par un quadripôle $ABCD$ et chaque branche par un quadripôle $abcd$.

La fonction de transfert globale $H_{tot}(f)$ d'une chaîne de transmission constituée de N nœuds est donc calculée à partir de la matrice $ABCD_{tot}$, résultat de la multiplication des matrices $ABCD_i$ et $abcd_i$ de la chaîne de transmission, i correspondant au numéro de la ligne ou de la branche considérée (V.3):

$$H_{tot}(f) = \prod_{i=1}^N ABCD_i * abcd_i \quad (V.3)$$

Chacun des éléments de la matrice $ABCD$ découle de la modélisation $RLCG$ des tronçons de ligne, introduite dans le cadre du premier chapitre.

Ainsi, pour chaque ligne i de longueur l_i , caractérisée par des paramètres $RLCG$, une impédance caractéristique Z_C (I.3) et une constante de propagation $\gamma(f)$ (I.2), la matrice $ABCD$ s'exprime :

$$\begin{pmatrix} A_i & B_i \\ C_i & D_i \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cosh(\gamma \cdot l_i) & Z_C \cdot \sinh(\gamma \cdot l_i) \\ Z_C \cdot \sinh(\gamma \cdot l_i) & \cosh(\gamma \cdot l_i) \end{pmatrix} \quad (V.3)$$

Les éléments des matrices $abcd$ des branches en revanche pourront avoir plusieurs formes, suivant ce qu'elles représentent.

Nous traiterons ici du cas de l'impédance d'entrée en parallèle, dont la formulation générale est donnée en (V.4).

$$\begin{pmatrix} a_i & b_i \\ c_i & d_i \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 1/Z_{type} & 1 \end{pmatrix} \quad (V.4)$$

L'expression de Z_{type} dépend du type de terminaison.

Nous donnons ici les formulations correspondant à une dérivation se terminant sur un court-circuit CC (V.5), un circuit ouvert CO (V.6) ou une impédance de 50Ω (V.7).

$$Z_{CC} = Z_C \cdot \tanh(\gamma \cdot l_i) \quad (V.5)$$

$$Z_{CO} = Z_C \cdot \coth(\gamma \cdot l_i) \quad (V.6)$$

$$Z_{50} = Z_C \cdot \frac{50 + Z_C \cdot \tanh(\gamma \cdot l_i)}{Z_C + 50 \cdot \tanh(\gamma \cdot l_i)} \quad (V.7)$$

5.3.2.2) Application

Considérons à titre d'exemple le cas de la figure V.5, dont la modélisation en lignes et branche est donnée sur la figure V.6.

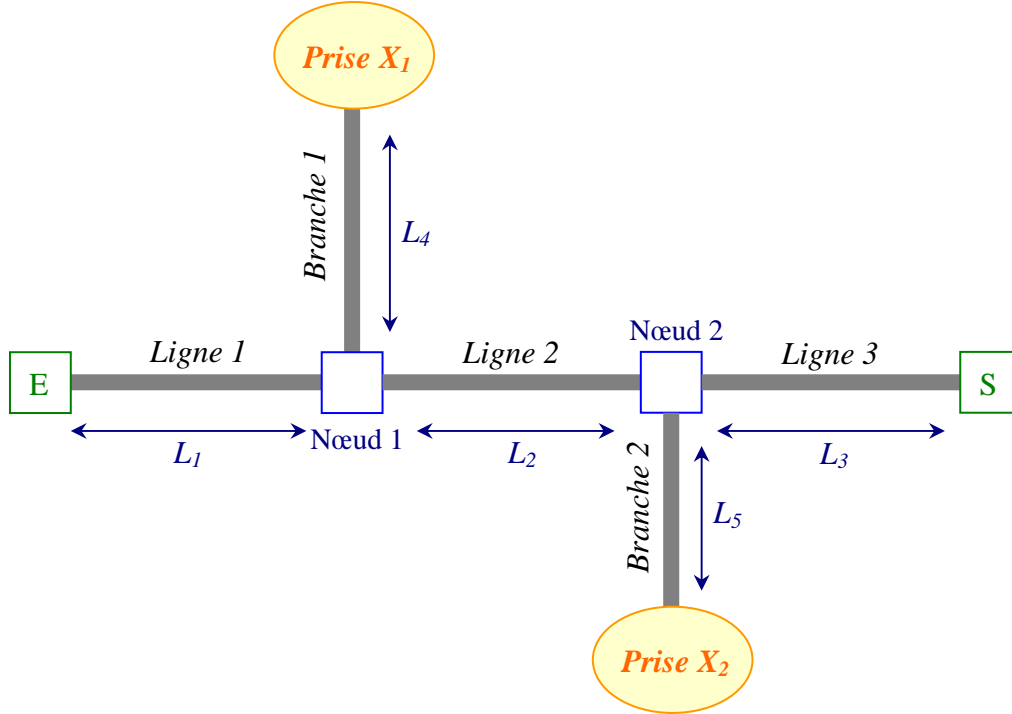


Figure V.6 - Modélisation d'un tronçon du réseau électrique domestique

La représentation de cette ligne sous forme de quadripôles mis en cascade est donnée sur la figure V.7.

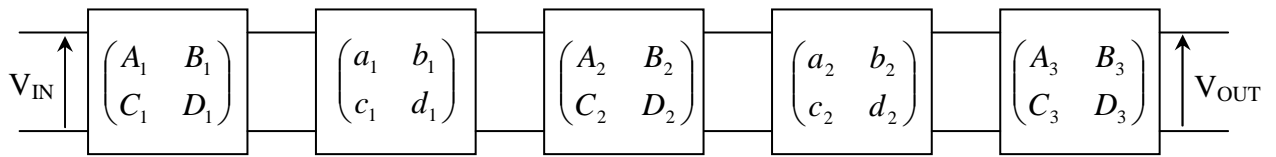


Figure V.7 - Mise en cascade des quadripôles ABCD

Il en résulte ainsi la formule donnant la matrice $ABCD$ globale du système :

$$\begin{pmatrix} A_{tot} & B_{tot} \\ C_{tot} & D_{tot} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A_1 & B_1 \\ C_1 & D_1 \end{pmatrix} * \begin{pmatrix} a_1 & b_1 \\ c_1 & d_1 \end{pmatrix} * \begin{pmatrix} A_2 & B_2 \\ C_2 & D_2 \end{pmatrix} * \begin{pmatrix} a_2 & b_2 \\ c_2 & d_2 \end{pmatrix} * \begin{pmatrix} A_3 & B_3 \\ C_3 & D_3 \end{pmatrix} \quad (V.8)$$

5.3.3) Modélisation de la fonction de transfert par le code de calcul RESLINE

La modélisation est basée sur la représentation du câble d'énergie à partir de ses paramètres linéiques. Nous les déterminons de deux manières distinctes : par la mesure sur des câbles réels, ou par calcul théorique en utilisant les formules de la littérature.

De manière à être le plus représentatif, la mesure des paramètres linéiques paraît être la solution adéquate. Néanmoins, le banc de mesure disponible n'offre pas la possibilité d'effectuer les relevés à 20 cm au dessus du sol, hauteur où sont généralement localisés les câbles électriques des circuits prises.

En revanche, les mesures sont possibles pour une hauteur de 1 m, correspondant à la position du réseau électrique tel qu'il se présente dans le laboratoire d'essais.

Aussi, afin de valider notre approche, des mesures de la fonction de transfert d'un réseau électrique ont été réalisées dans le laboratoire du bâtiment, et comparées aux résultats de simulation utilisant les paramètres linéiques issus des mesures à une hauteur de 1 m.

Dans la suite de l'étude, les paramètres linéiques calculés théoriquement pour une hauteur de 20 cm sont utilisés pour modéliser un réseau électrique tel qu'il se présente dans une habitation.

5.3.3.1) Paramètres linéiques mesurés

La méthode de mesure des paramètres linéiques est rappelée en annexe 2. Les résultats issus de ces mesures sont fournis en (V.9) et (V.10) pour [L] en $\mu\text{H/m}$ et [C] en pF/m .

$$[L] = \begin{pmatrix} 1.6473 & 1.4244 & 1.4276 \\ 1.4244 & 1.6512 & 1.4165 \\ 1.4276 & 1.4165 & 1.6512 \end{pmatrix} \quad (\text{V.9})$$

$$[C] = \begin{pmatrix} 80.3732 & -37.4014 & -37.4014 \\ -37.4014 & 81.1690 & -38.9930 \\ -37.4014 & -38.9930 & 80.3732 \end{pmatrix} \quad (\text{V.10})$$

Ces paramètres ont ainsi été mesurés [ROB07h] à une hauteur de 20 cm au dessus du sol, et pour une fréquence de 1 MHz.

Les pertes résistives des câbles d'énergie ont également été mesurées. Afin d'utiliser ces valeurs dans le code RESLINE, une extrapolation est réalisée afin de déterminer les paramètres R_0 , a , b et c de la formule (V.11) :

$$R(f) = \sqrt[4]{R_0 + a \cdot f^2 + b \cdot f^4 + c \cdot f^6} \quad (\text{V.11})$$

La figure V.8 présente l'allure des pertes résistives des câbles d'énergie en fonction de la fréquence. Les paramètres d'affaiblissement sont les suivants :

$$R_0 = 10.10^{-3} \quad a = 3.8.10^{-17} \quad b = 5.22.10^{-31} \quad c = 4.77.10^{-47}$$

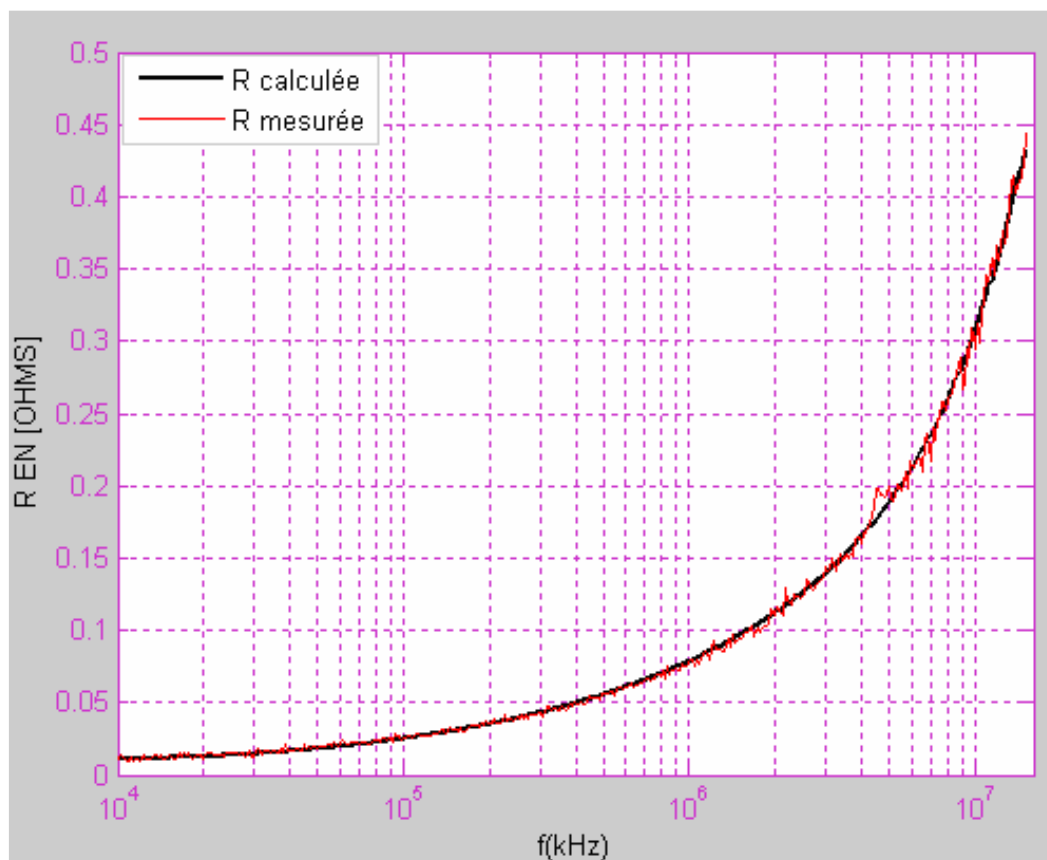


Figure V.7 - Résistance linéique des câbles d'énergie ($\varnothing = 1$ mm)

5.3.3.2) Paramètres linéiques calculés

Dans cette section sont présentées les caractéristiques prises en compte pour le calcul des paramètres linéiques d'un câble situé à 1 m de hauteur.

La géométrie de la section droite du câble électrique est présentée sur la figure V.8.

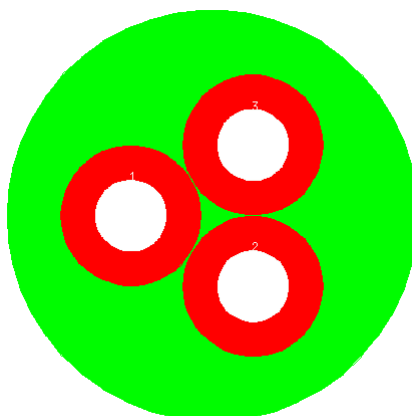


Figure V.8 - Géométrie de la section droite du câble énergie

Les paramètres électriques de ce câble ont été déterminés [BER06] de la façon suivante :
Les paramètres [L] (V.12 en $\mu\text{H/m}$) et [C] (V.13 en pF/m) sont calculés en prenant comme paramètres d'entrée :

- la hauteur du câble par rapport au plan de masse : 20 cm,
- les rayons des conducteurs et isolants : mesurés sur un échantillon de câble :
 - $r_{\text{conducteurs}} = 1. \text{ mm}$
 - $r_{\text{isolants}} = 1.975 \text{ mm}$
 - $r_{\text{gaine_générale}} = 5.8 \text{ mm}$
- les permittivités relatives : choisies arbitrairement :
 - $\epsilon_r = 2$ pour isolants des conducteurs
 - $\epsilon_r = 3$ pour gaine générale.
 -

En utilisant ces valeurs des paramètres, L et C sont donnés par V.12 et V.13

$$[L] = \begin{pmatrix} 1.188590527 & 0.930929542 & 0.932769895 \\ 0.930929542 & 1.186740875 & 0.931843817 \\ 0.932769895 & 0.931843817 & 1.190421820 \end{pmatrix} \quad (\text{V.12})$$

$$[C] = \begin{pmatrix} 62.0355835 & -28.9933033 & -29.0285778 \\ -28.9933033 & 62.0710983 & -29.0108719 \\ -29.0285778 & -29.0108719 & 62.0004730 \end{pmatrix} \quad (\text{V.13})$$

5.3.3.3) Fonction de transfert

Le code de calcul RESLINE fournit les courants et tensions à l'extrémité de chacune des lignes formant le réseau modélisé. Ainsi, nous récupérerons les tensions d'entrée et de sortie nécessaires au calcul de la fonction de transfert (V.14) :

$$H(f) = \frac{V_{\text{sortie}}}{V_{\text{entrée}}} \quad (\text{V.14})$$

5.3.4) Comparaison entre RESLINE et MTL dans le cas d'un réseau simple

Nous choisissons d'étudier la fonction de transfert de la ligne représentée sur la figure V.5 lorsque les prises X_1 et X_2 sont en circuit ouvert.

Les longueurs des différents tronçons de ligne sont données ci-dessous :

$$L_1 = 20 \text{ m} \quad L_2 = 15 \text{ m} \quad L_3 = 19 \text{ m} \quad L_4 = 13 \text{ m} \quad L_5 = 0.1 \text{ m}$$

La figure 9 représente dans le domaine fréquentiel les fonctions de transfert de cette ligne simulée avec les approches MTL et RESLINE.

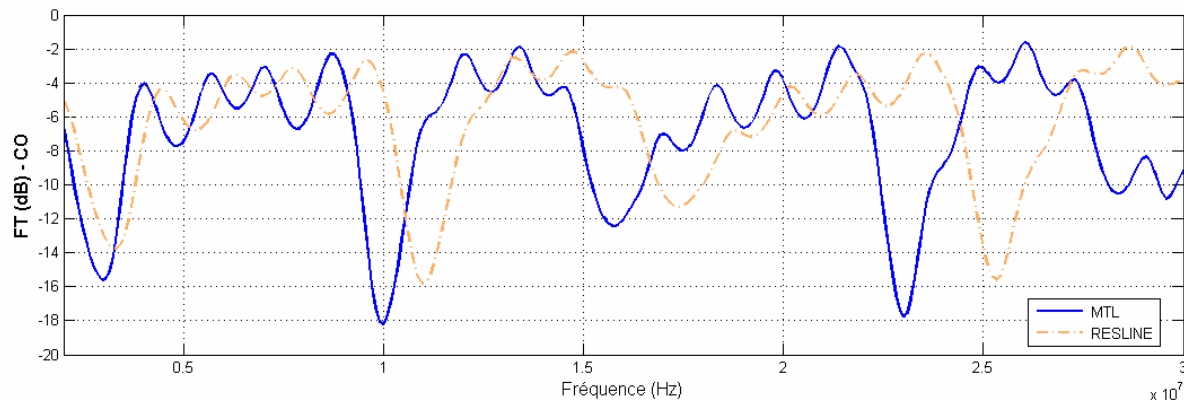


Figure V.9 - Fonction de transfert obtenue par les approches RESLINE et MTL

Les résultats obtenus coïncident. Il existe néanmoins un décalage fréquentiel (figure V.9) entre les deux approches. Le spectre des résultats obtenus avec l'approche RESLINE est en effet plus étalé que celui de l'approche MTL.

Ceci peut s'expliquer par les simplifications apportées par l'approche MTL, qui ne considère les dérivations que par leur impédance d'entrée, et qui traite globalement du problème en considérant un seul conducteur au lieu des trois d'une configuration réelle.

En effet, dans le cas de l'approche RESLINE, trois conducteurs sont considérés, ce qui engendre des vitesses de propagation différentes.

Ceci est notamment observable en visualisant les résultats temporels (la figure V.10). Nous y constatons que le signal est transmis plus rapidement de l'entrée à la sortie dans le cas de l'approche RESLINE, ce qui se traduit dans le domaine fréquentiel par un étalement du spectre.

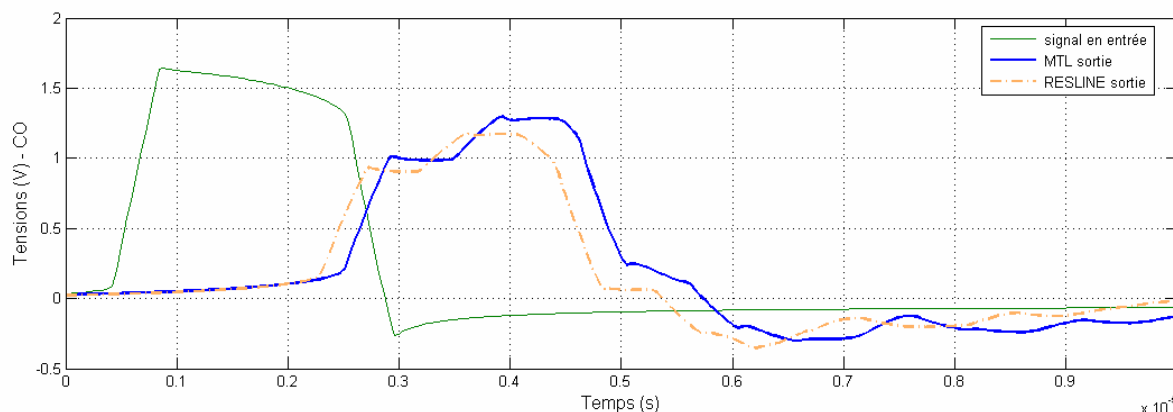


Figure V.10 - Tensions d'extrémités obtenues par les approches RESLINE et MTL

Notons que les câbles du réseau électrique comprenant un conducteur relié régulièrement à la terre, nous pourrions modéliser le canal par deux conducteurs uniquement (phase et neutre).

Néanmoins là encore, nous aurions affaire à une approximation et introduirions des décalages temporels et fréquentiels par rapport à la réalité.

5.3.5) Validation expérimentale de l'approche RESLINE sur un circuit existant

Le réseau électrique que nous modélisons ici correspondant à celui du laboratoire (figure V.11), composé de 11 tronçons de longueurs variant entre 2.5 et 72 m. Une ligne supplémentaire L_0 de 1 m a été utilisée pour raccorder le tableau électrique aux appareils de mesures.

Les mesures sont réalisées grâce à un analyseur de réseau [RAB07], délivrant un signal depuis sa sortie RF_{OUT} . Des sondes différentielles sont utilisées pour mesurer les signaux en entrée (R) et en sortie (A) des lignes à caractériser.

Notons que le signal en entrée n'est pas celui injecté sur la ligne (RF_{OUT}) mais celui mesuré par la sonde en entrée (R), et que le rapport $\frac{A}{R}$ serait alors appelé abusivement fonction de transfert. En effet, des réflexions aux diverses extrémités du réseau viennent ajouter leurs contributions à l'entrée des lignes électriques à caractériser. Par conséquent, les courbes obtenues n'ont pas l'allure des fonctions de transfert qui seraient définies par le rapport $\frac{A}{RF_{OUT}}$.

Afin d'étudier l'adéquation entre les simulations et les résultats expérimentaux, la modélisation sous RESLINE prend en compte le tronçon supplémentaire de 1 m et la configuration de mesure des signaux en entrée et sortie.

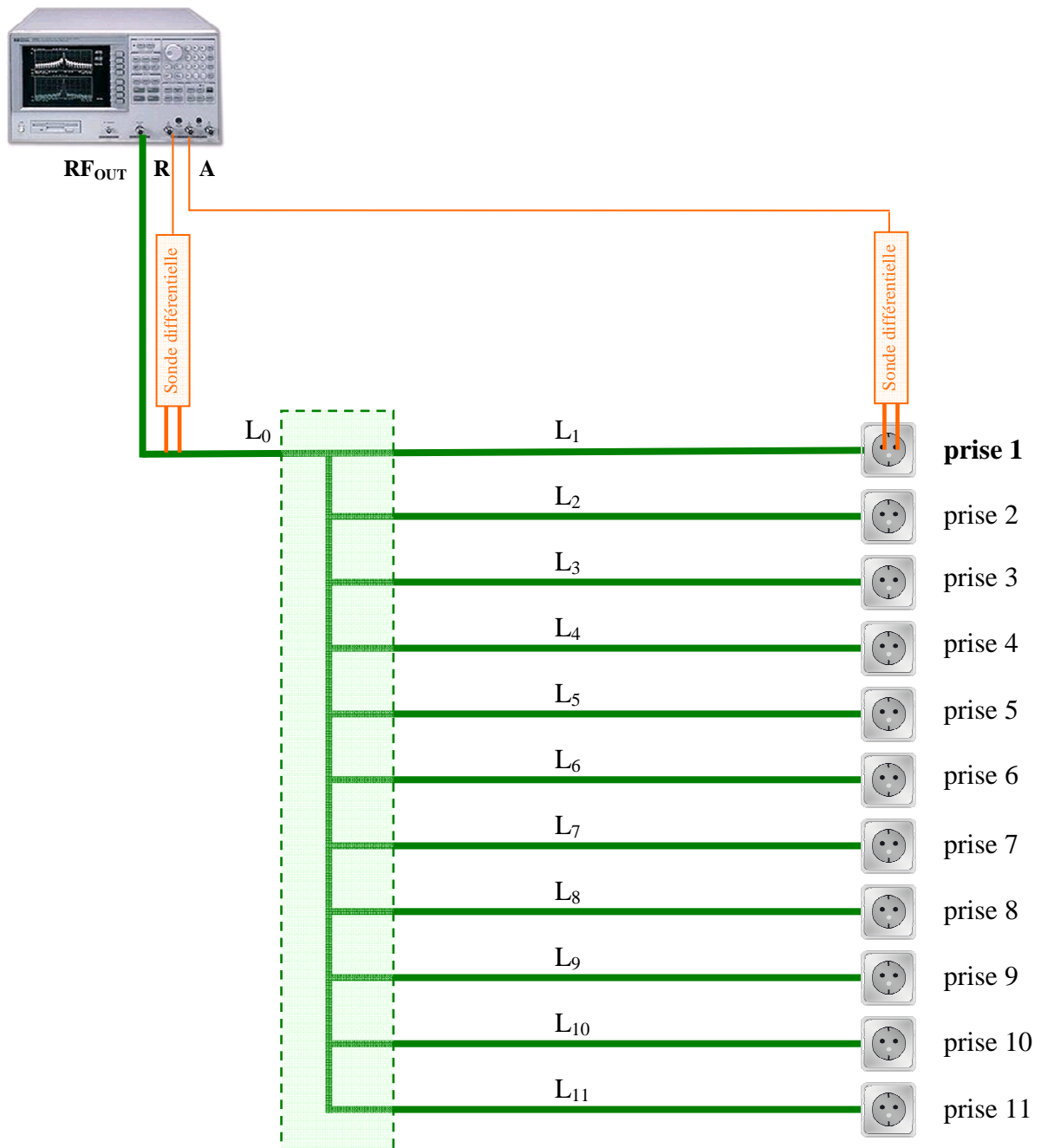


Tableau électrique

Figure V.11 - Mesure du rapport $\frac{A}{R}$ du réseau électrique du laboratoire

Le rapport $\frac{A}{R}$ est relevé à l'extrémité de différents tronçons, et comparé à celui obtenu par simulations.

La figures V.12 permet de comparer les rapports $\frac{A}{R}$ obtenus au niveau de la prise 1.

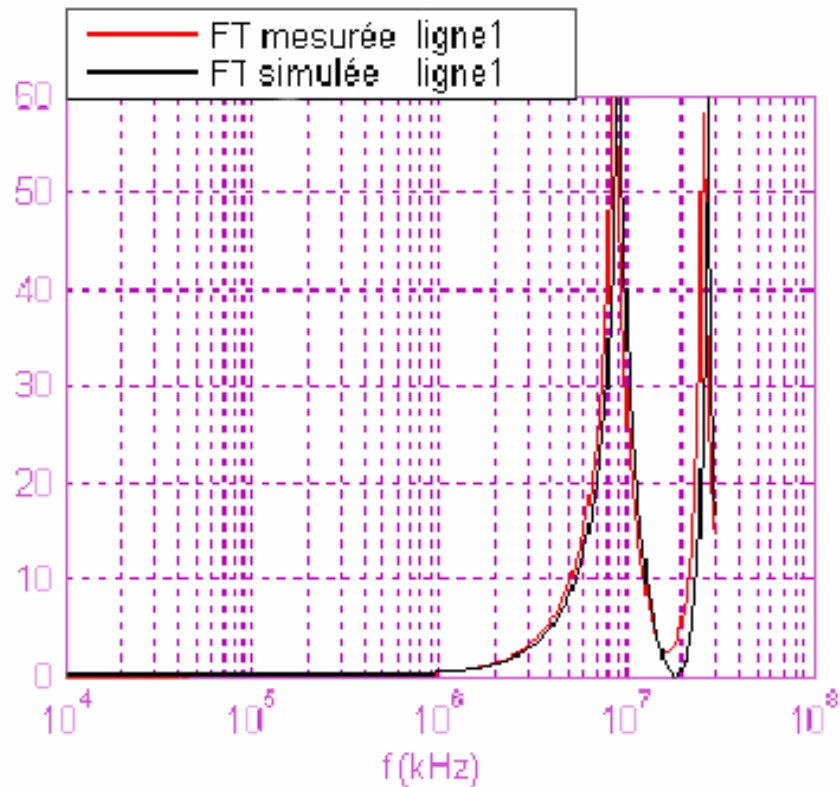


Figure V.12 - Rapport $\frac{A}{R}$ (valeur absolue) - ligne 1

Il apparaît clairement que les deux approches (mesures et simulations) fournissent des résultats équivalents, ce qui valide ainsi la modélisation du réseau électrique domestique par une représentation à trois conducteurs dans le code de calcul RESLINE.

5.4) Etude paramétrique de la fonction de transfert du réseau électrique domestique

L'outil de modélisation à présent validé, nous sommes en mesure d'intervenir concrètement sur l'optimisation de la fonction de transfert du réseau électrique domestique.

En effet, si les multiples études de caractérisation de l'infrastructure électrique ont fait progresser la compréhension des phénomènes impliqués, elles ont également permis de déterminer des améliorations possibles pour les systèmes CPL.

Il a notamment été constaté que l'atténuation des signaux est un problème récurrent, alors que les distances mises en jeu sont courtes (au maximum quelques centaines de mètres). Ceci pourrait provenir du nombre important de dérivations, branches secondaires connectées au chemin principal, se terminant en circuit ouvert ou sur des équipements ne présentant pas une impédance correspondant à celle de la ligne.

Ainsi, il a été constaté que le canal de propagation subissait une atténuation très importante dans les habitations comportant un nombre considérable de prises électriques [MOU06].

De plus, l'utilisation d'appareils électroménagers augmente le niveau de bruit sur le réseau électrique domestique selon leur état de fonctionnement (marche / arrêt). A titre informatif, la variation du niveau de bruit peut atteindre 30 dB pour les lampes à basse consommation.

C'est cet aspect que nous détaillons ici, en traitant le cas d'un tronçon particulier de réseau.

5.4.1) Mise en évidence des fluctuations de la fonction de transfert suivant le branchement des prises

Considérons la figure V.13, correspondant à un tronçon du réseau électrique pour lequel les prises sont utilisées pour le branchement d'appareils électriques.

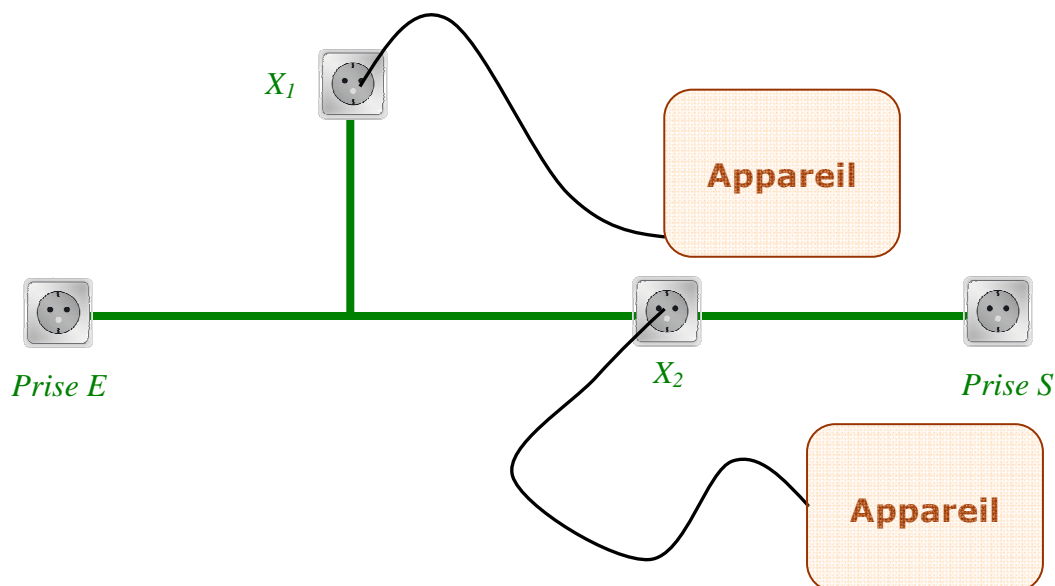


Figure V.13 - Tronçon du réseau électrique d'une installation domestique

Nous étudions la fonction de transfert relevée entre les prises E et S pour plusieurs configurations des prises X_1 et X_2 .

CO : dans un premier temps, nous considérons une prise électrique sur laquelle aucun dispositif n'est connecté. Elle se comporte alors en circuit ouvert.

Appareils : dans ce cas, des appareils identiques sont connectées sur les prises X_1 et X_2 .

Pour simuler cela, les impédances de divers appareils (Livebox, sèche-cheveux, télévision, lampe) ont été mesurées par un impédancemètre sur une bande fréquentielle allant jusque 30 MHz.

Nous utilisons ensuite ces données afin qu'elles soient prises en compte aux extrémités désirées, et étudions l'impact sur la fonction de transfert de la connexion de ces appareils au niveau des prises X_1 et X_2 , en comparaison au cas où celles-ci sont laissées en circuit-ouvert.

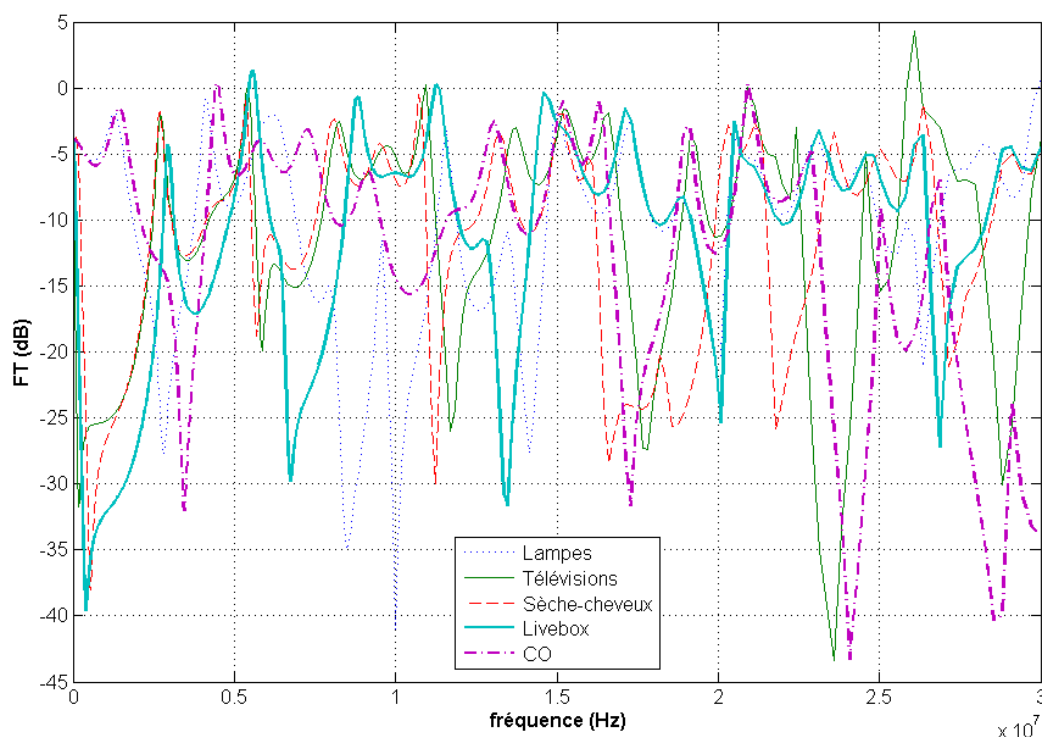


Figure V.14 - Fonction de transfert suivant les connectiques des prises X_1 et X_2

Nous constatons (figure V.14) que la fonction de transfert de la ligne terminée sur des prises en circuit ouvert (CO) subit des évanouissements conséquents pouvant descendre jusqu'à -32 dB.

De même, la connexion d'appareils sur les prises électriques entraîne de fortes perturbations de la fonction de transfert, par des évanouissements très importants à certaines fréquences. Leur localisation dépend des appareils connectés.

Certaines courbes dépassent parfois le "zéro", ce qui peut provenir d'imprécisions de mesure des impédances des appareils électroménagers, ou encore de l'utilisation simplifiée d'une résistance de 50 Ω pour adapter les prises où sont relevées les tensions d'entrée et de sortie nécessaires au calcul de la fonction de transfert.

5.4.2) Cas de prises non utilisées

Considérons la figure V.15, correspondant à un tronçon du réseau électrique pour lequel les prises ne sont pas utilisées (pas d'appareil électroménager connecté).

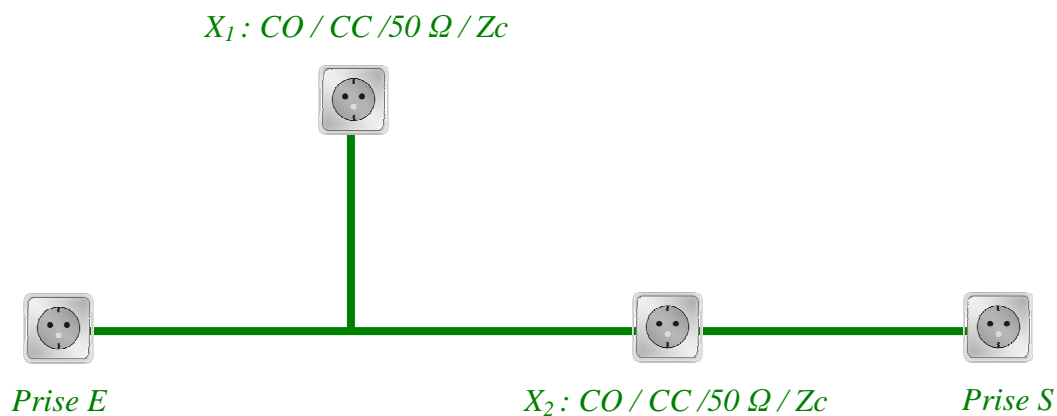


Figure V.15 - Tronçon du réseau électrique d'une installation domestique

Nous étudions la fonction de transfert relevée entre les prises E et S pour plusieurs configurations des prises X_1 et X_2 .

Configuration CO : dans un premier temps, nous considérons une prise électrique sur laquelle aucun dispositif n'est connecté. Elle se comporte alors en circuit ouvert.

Configuration CC : si maintenant il existe un défaut sur la ligne, un court circuit peut être provoqué, engendrant des perturbations de la fonction de transfert du canal.

Configuration 50 Ω : imaginons adapter le mode différentiel de propagation de la ligne et voyons l'impact sur la fonction de transfert.

Configuration Zc : nous adaptons ici complètement la ligne par un réseau en π (cf. chapitre 3).

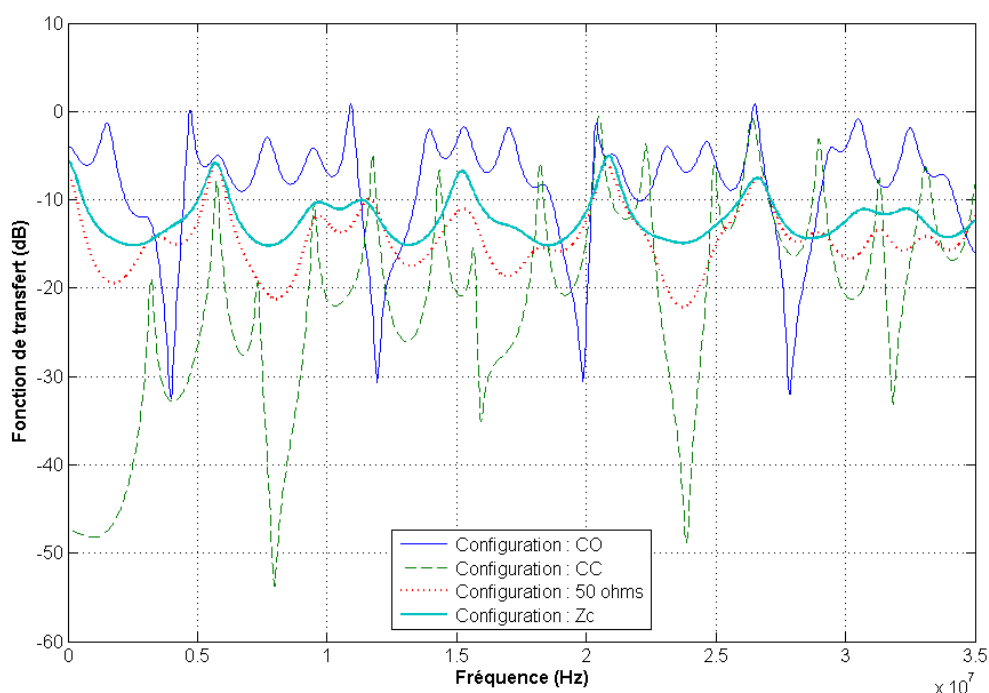


Figure V.16 - Fonction de transfert des configurations CO, CC, 50 ohms et Zc

Nous constatons (figure V.16) que la fonction de transfert de la ligne terminée sur des prises en circuit ouvert (CO) subit des évanouissements conséquents pouvant descendre jusqu'à -32 dB.

La simulation d'un court circuit (CC) engendre de fortes perturbations sur la fonction de transfert, qui connaît des évanouissements de -50 dB.

L'utilisation d'une résistance de 50 Ω pour adapter la ligne permet de limiter ces fluctuations et de conserver un niveau plus stable, compris entre -20 et -10 dB.

L'utilisation d'un réseau en π (Z_c) permet d'adapter complètement la ligne et de remonter le niveau de la fonction de transfert de -14 à -7 dB, par rapport à l'utilisation d'une résistance de 50 Ω seule. Cette dernière n'est donc pas suffisante pour adapter correctement la ligne.

Adapter les prises non utilisées permet ainsi de conserver un niveau de la fonction de transfert constant et d'éviter les évanouissements intervenant à certaines fréquences lorsqu'elles sont laissées en circuit ouvert, garantissant par conséquent une stabilité du canal de transmission.

Il est à noter que cette adaptation par réseau en π consisterait en pratique à connecter une résistance entre chacun des conducteurs (figure V.17).

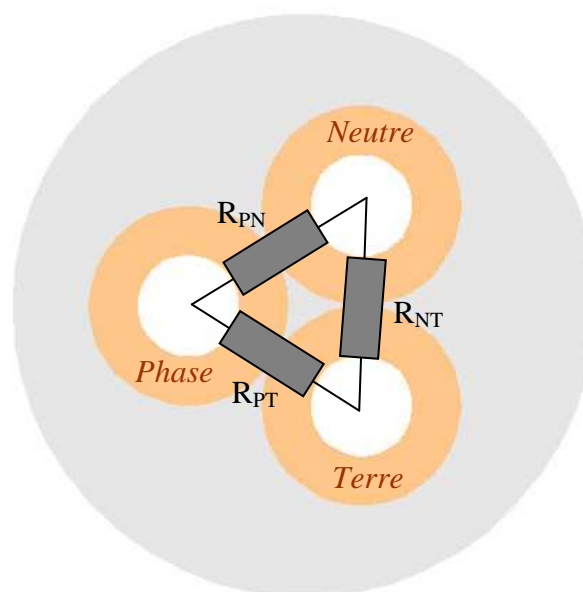


Figure V.17 - Réseau d'adaptation sur un câble d'énergie

Il est donc tout à fait possible d'envisager l'utilisation d'un dispositif d'adaptation à connecter au niveau des prises non utilisées afin d'éviter les évanouissements se produisant à certaines fréquences lorsque celles-ci sont laissées en circuit ouvert (figure V.18).

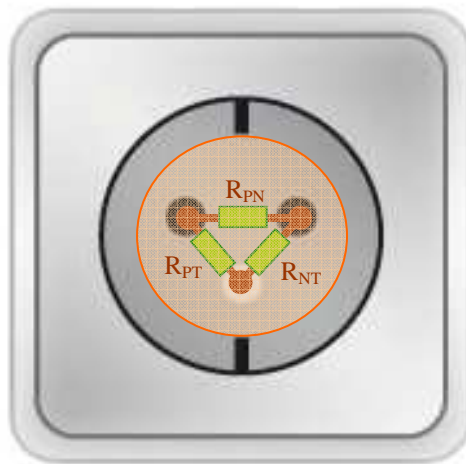


Figure V.18 - Dispositif d'adaptation connecté sur une prise électrique non utilisée

5.4.3) Cas de prises utilisées

Nous venons de montrer qu'adapter les prises électriques non utilisées pouvait permettre de conserver un niveau relativement stable de la fonction de transfert. Ainsi, il paraît possible de limiter la profondeur des évanouissements subis lorsque les prises sont laissées en circuit-ouvert.

Nous avons également constaté (figure V.14) que la connexion d'appareils engendre d'importantes fluctuations de la fonction de transfert, et des évanouissements conséquents à certaines fréquences, suivant le type d'appareil connecté.

Nous avons alors testé l'efficacité d'un dispositif d'adaptation de prises électriques tel que celui présenté sur les figures V.17 et V.18 lorsque des appareils électroménagers sont connectés derrière.

C'est ce que nous présentons ici, par la simulation les quatre configurations étudiées précédemment (Lampes, Télévisions, Livebox, Sèche-cheveux), mais cette fois lorsque les appareils associés sont connectés aux prises via un dispositif d'adaptation. (figure V.19).

Ces résultats sont présentés sur la figure V.20 pour la configuration Lampes, V.21 pour la configuration Télévisions, V.22 pour la configuration Livebox et V.23 pour la configuration Sèche-cheveux.

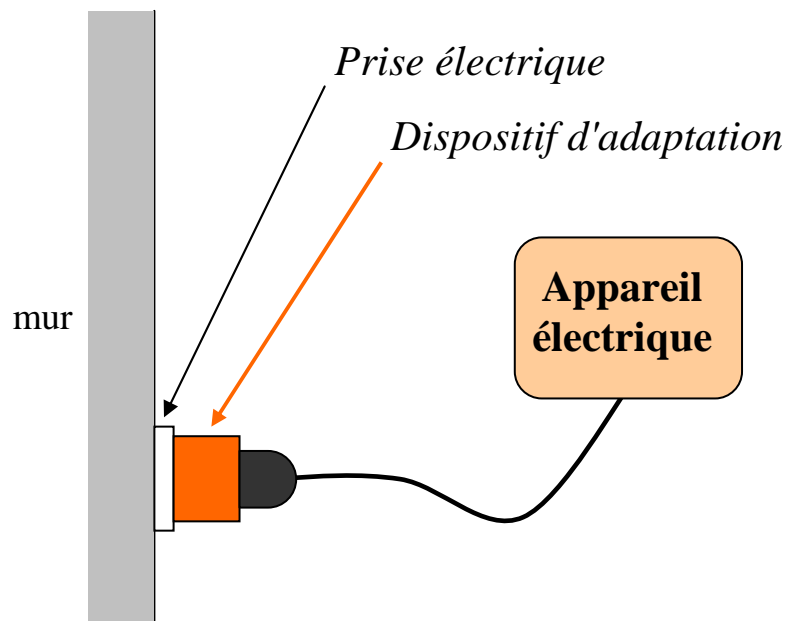


Figure V.19 – Adaptation d'impédance comme interface entre prise et appareil électrique

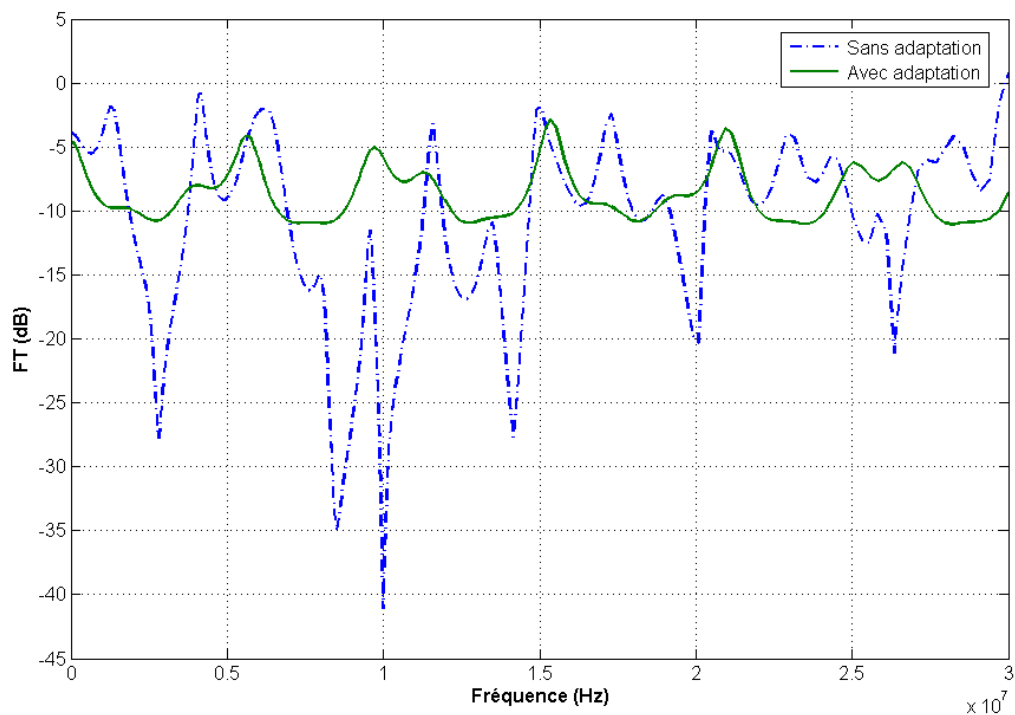


Figure V.20 - Comparaison des fonctions de transfert avec et sans adaptation – Lampes

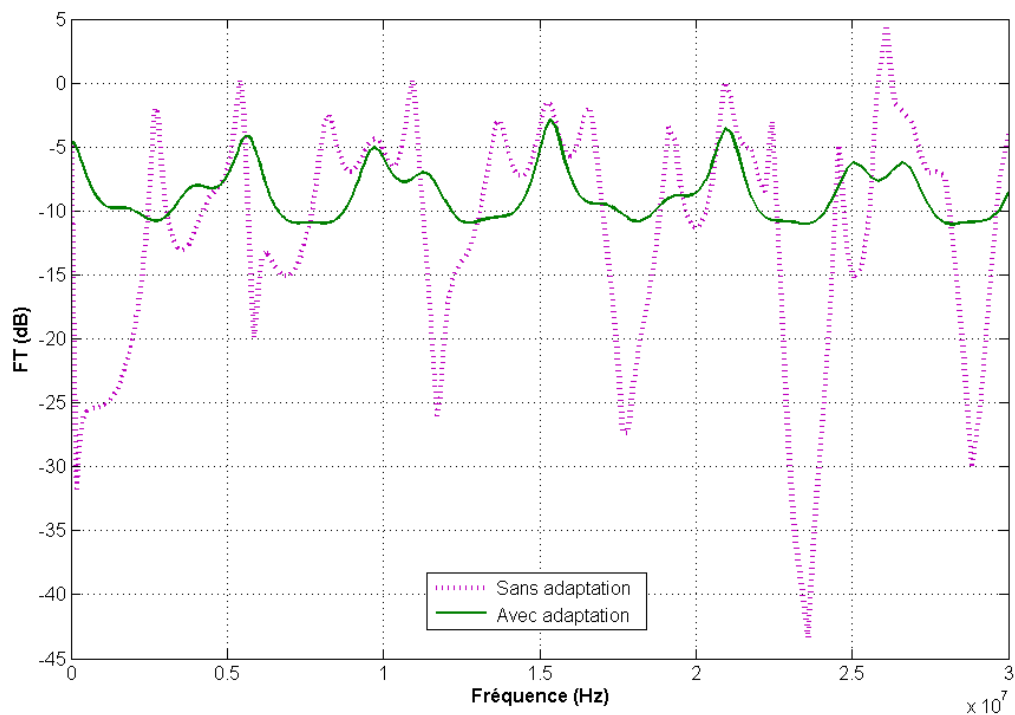


Figure V.21 - Comparaison des fonctions de transfert avec et sans adaptation – Télévisions

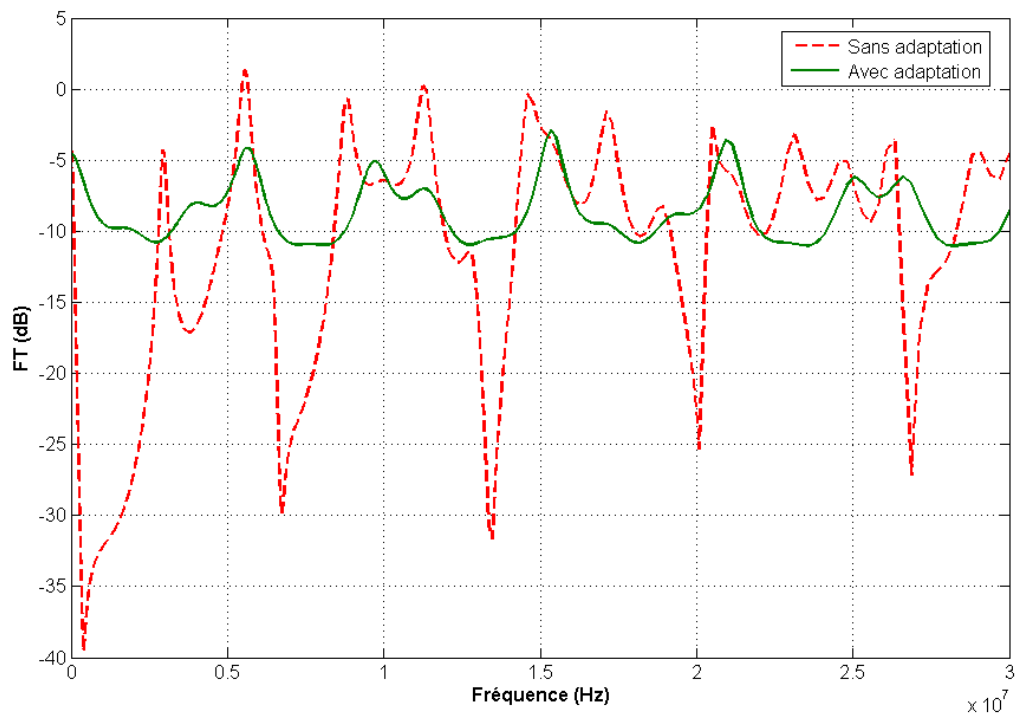


Figure V.22 - Comparaison des fonctions de transfert avec et sans adaptation – Livebox

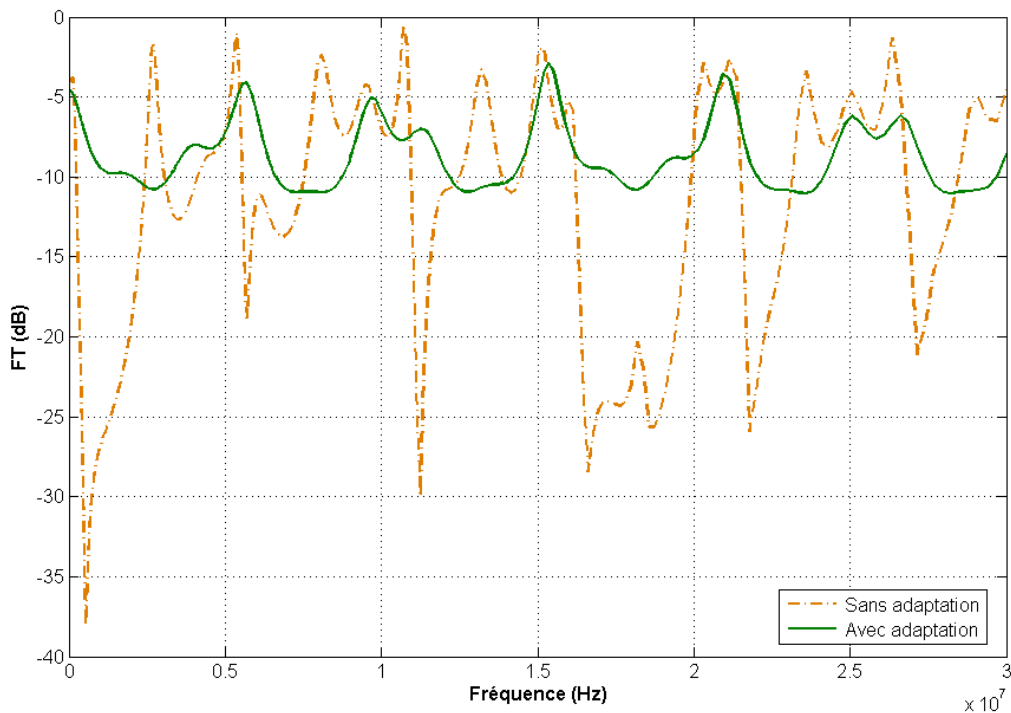


Figure V.23 - Comparaison des fonctions de transfert avec et sans adaptation – Sèche cheveux

Sur ces différentes courbes, nous constatons que l'utilisation d'un dispositif d'adaptation permet de lisser la fonction de transfert à un niveau compris entre -11 et -6 dB, permettant ainsi d'augmenter les performances du système en le stabilisant à un niveau très intéressant. Il paraît ainsi possible de s'affranchir des fortes fluctuations dues aux prises laissées en courts-circuits ou aux connexions multiples d'appareils électroménagers, dès lors que ce type de dispositif serait connecté sur chaque prise de l'installation domestique comprise entre les modules CPL.

Surtout, nous montrons ici que l'utilisation d'un dispositif d'adaptation permet de conserver un niveau de fonction de transfert constant, quel que soit le type d'appareil connecté derrière.

De plus, même si nous ne l'avons pas étudié directement ici, nous pouvons prévoir que la variation temporelle d'impédance n'influera pas sur le comportement du dispositif.

En effet, les courbes V.20 à V.23 laissent apparaître que l'utilisation de ce type de dispositif masque à la fonction de transfert les effets de tout appareil connecté derrière.

5.4.4) Réalisation pratique

Les figures V.17 et V.18 décrivent un exemple de réalisation pratique d'un tel dispositif d'adaptation. A partir des paramètres linéiques mesurés et fournis en (V.9) et (V.10), nous déterminons les valeurs des résistances du réseau d'adaptation :

$$R_{PN} = 140 \, \Omega \qquad R_{PT} = 120 \, \Omega \qquad R_{NT} = 120 \, \Omega.$$

L'utilisation des seules résistances R_{PN} , R_{NT} , R_{PT} pour réaliser l'adaptation d'impédance, peut s'avérer problématique à la fréquence du 50 Hz.

En effet, si les résistances R_{PN} et R_{PT} ne sont pas de même valeur, un courant électrique peut circuler entre neutre et terre, et provoquer ainsi le déclenchement du disjoncteur différentiel.

En outre, pour une valeur de la résistance R_{PN} de l'ordre de 140 Ω environ, à 50 Hz, la consommation en énergie devient très importante (environ 345,7 W). En plus de l'effet "radiateur" et de la surconsommation engendrée, la résistance elle-même risque d'être sévèrement endommagée, ce type de résistance étant généralement conçu pour supporter une puissance maximale de 1 W. De plus, cette énergie perdue ne serait plus disponible pour les appareils électriques à connecter au réseau.

Dans un mode de réalisation amélioré, le dispositif des figures V.17 et V.18 serait donc conçu de façon à n'appliquer l'adaptation d'impédance que pour les fréquences d'utilisation des systèmes CPL. Pour ce faire, une méthode consiste à associer chaque résistance du dispositif d'adaptation à une capacité dont la valeur détermine la fréquence de coupure en dessous de laquelle l'adaptation n'est pas appliquée. Par exemple, une valeur de 10 nF permet de couper les fréquences inférieures à 100 kHz.

Ainsi, l'alimentation en 50 Hz des appareils électriques est garantie, sans consommation de la part du dispositif d'adaptation, et le canal est adapté en impédance aux fréquences d'utilisation des CPL.

Un mode de réalisation est largement présenté dans [ROB07g].

Un prototype de ce dispositif d'adaptation a été réalisé en plusieurs exemplaires. Ceux-ci sont actuellement testés sur une maquette (figure V.24) représentative d'une installation électrique domestique.

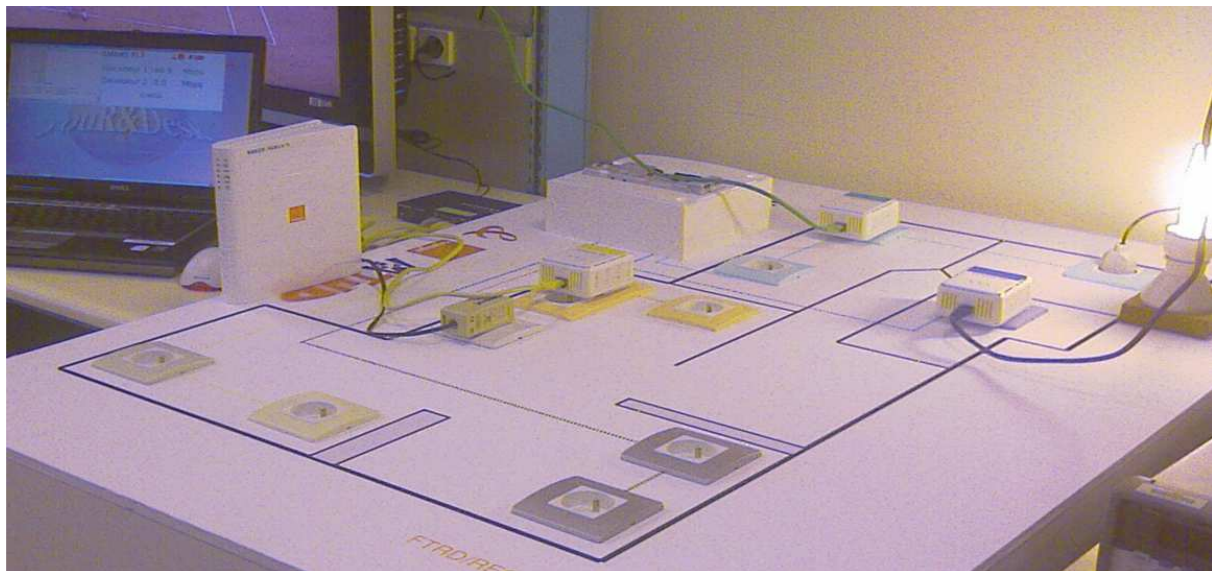


Figure V.24 – Maquette d'une installation électrique domestique

5.5) Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons proposé une modélisation du réseau électrique domestique par l'approche de la théorie des lignes multifilaires en utilisant l'outil de calcul RESLINE. Des expérimentations sur un réseau réel nous ont permis de valider ce modèle.

Nous avons alors montré l'impact sur la fonction de transfert du branchement d'appareils électriques quels qu'ils soient sur le réseau électrique. Il apparaît que laisser les prises libres ou connecter des appareils électriques engendre des fluctuations de la fonction de transfert, se traduisant par l'apparition d'évanouissements de celle-ci à certaines fréquences, en fonction du type d'appareil branché.

Une méthode d'optimisation de la fonction de transfert du réseau électrique domestique a alors été présentée, basée sur une adaptation des prises électriques situées entre celles utilisées par l'émetteur et le récepteur CPL. Les résultats que nous avons obtenus par sa mise en œuvre lors de simulations montrent que nous sommes en mesure de garantir un niveau de la fonction de transfert stable sur l'intégralité de la bande fréquentielle étudiée, c'est-à-dire jusque 30 MHz, et ce quels que soient les équipements branchés sur le réseau.

Il paraît donc possible d'optimiser la fonction de transfert du réseau électrique domestique par l'utilisation de tels dispositifs d'adaptation. Un exemple de réalisation de ces derniers a été fourni et des prototypes sont actuellement testés.

L'utilisation de ces appareils comme interface entre une prise et tout appareil électrique branché sur le 50 Hz devrait par conséquent permettre d'une part d'augmenter les performances des systèmes de communication de type CPL, mais surtout de garantir une qualité de service constante dans le temps.

S'il peut paraître peu commode de devoir utiliser ce type d'appareil sur toutes les prises électriques situées en priorité entre l'émetteur et le récepteur CPL, notons qu'à plus long terme les dispositifs d'adaptation pourraient être intégrés directement dans les prises électriques ou les fiches de branchement des appareils électriques.

Conclusion générale et perspectives

L'optimisation des performances des systèmes de transmission haut débit sur cuivre, pour être performante, doit être appliquée à tous les maillons de la chaîne numérique. Ce travail s'inscrit dans ce contexte et traite de méthodes d'amélioration basées sur une intervention au niveau du support de transmission des systèmes xDSL et PLC.

Dans un premier temps, nous avons décrit l'environnement électromagnétique de ces deux réseaux filaires en analysant plus particulièrement les caractéristiques électriques de la paire cuivrée, ce qui nous a permis de constater qu'un tel canal est également lui-même source de perturbations, notamment en raison de son effet dispersif, son atténuation linéique et des problèmes de couplages qui s'y produisent. Nous avons ainsi mis en lumière le phénomène de diaphonie, qui constitue l'un des perturbateurs les plus pénalisants.

Par la suite, nous avons présenté une première méthode de réduction de la diaphonie dans les réseaux de télécommunications. Cette méthode permet de réduire de façon significative le niveau de diaphonie sur les lignes de télécommunications, fondée sur l'annulation des réflexions aux extrémités des lignes et sur une annulation du couplage diaphonique se produisant du côté de l'injection. Des résultats de simulations ont montré le gain en diaphonie engendré par la mise en œuvre d'une telle méthode. Des mesures et simulations sur des transmissions ADSL2+ et VDSL ont permis en outre de quantifier le gain en termes de portée et de débit. Ainsi, il a été montré que pour la configuration VDSL testée, nous obtenions un gain en débit de 212% à portée fixe et un gain en portée de 158% à débit fixe.

Bien qu'offrant de réels avantages, la technique proposée ne peut malheureusement pas être généralisée à toutes les paires d'un câble de forte contenance. Cependant, le domaine d'application de cette méthode peut s'inscrire dans le contexte de la recherche d'optimisation de certaines lignes d'une zone définie, afin de permettre à un client de voir la QoS de son service haut débit améliorée, ou tout simplement bénéficier de l'accès haut débit si jusqu'à présent il était en limite de portée.

Une autre application, plus professionnelle, serait de mettre en œuvre ce dispositif dans le cadre de l'amélioration des performances de systèmes SDSL 2 paires, particulièrement limitées du fait de la diaphonie existant entre les deux paires utilisées pour la transmission.

En prenant en considération les limitations de cette méthode, et dans le but d'optimiser les lignes d'un nombre maximum de clients, nous avons alors proposé une seconde méthode de réduction de la diaphonie, basée sur une transmission des signaux suivant une combinaison des modes de propagation de la ligne. Les performances de la méthode ont ensuite été évaluées en termes de diaphonie, gain et portée dans le cas d'une liaison VDSL. Les résultats obtenus sont tout aussi intéressants que ceux de la méthode précédente, à ceci près que dans le cas présent, la réduction de la diaphonie peut être appliquée à l'intégralité des lignes se trouvant dans un câble de forte contenance, et concerner ainsi tous les clients desservis par ce câble.

Nous nous sommes ensuite intéressés au prolongement de ce réseau haut débit optimisé chez l'abonné, et plus particulièrement à son installation électrique domestique. En effet, l'expansion de l'Internet et des services multimédia a mené à la création de réseaux numériques à haut débit au sein des habitations, et les CPL se sont présentés dans ce contexte comme un moyen économique et pratique de réaliser ce type de réseau, tout en conservant les limitations des réseaux filaires.

Toujours dans un souci d'optimisation des performances de transmission, nous avons proposé une modélisation de la fonction de transfert du réseau électrique domestique, validée par des mesures sur une configuration réelle. Ce modèle nous a permis d'effectuer une étude des principaux paramètres engendrant des perturbations sur la fonction de transfert tels que la connexion d'appareils sur le réseau électrique. Afin de pallier ce problème, nous avons développé une méthode originale d'optimisation de la fonction de transfert basée sur une adaptation d'impédance au niveau des prises électriques du réseau. Nous avons ainsi montré qu'il est possible de garantir une stabilité du canal de transmission constitué par le réseau électrique domestique, aussi bien en fréquence que dans le temps.

L'un des intérêts des méthodes d'optimisation des transmissions à haut débit sur réseaux filaires présentées dans ce travail est leur particularité à être de type "physique" ou encore "analogique". En effet, nous avons montré que nous étions en mesure d'améliorer les performances des systèmes en nous basant exclusivement sur les caractéristiques électriques des supports physiques.

En conséquence, les méthodes développées sont utilisables en complément de n'importe quelle amélioration numérique ou logicielle. Ces actions conjuguées sont le garant de l'obtention de performances optimales des systèmes de transmission haut débit.

Perspectives

A l'issue des travaux menés dans le cadre de cette thèse, les perspectives d'études sont nombreuses, qu'elles concernent les études de réduction de la diaphonie dans les câbles de télécommunications ou l'optimisation de la fonction de transfert du réseau électrique domestique.

Concernant les études menées au sein des câbles de télécommunications, il serait tout à fait judicieux d'étudier la faisabilité de l'utilisation conjointe des deux méthodes de réduction de la diaphonie. Une réalisation pratique serait en ce sens la plus appropriée.

Toujours dans le contexte du réseau téléphonique, une seconde voie d'étude pourrait consister à déterminer les performances de ces deux méthodes lorsque des discontinuités apparaissent dans le réseau. En effet, les deux techniques de réduction de la diaphonie sont fondées sur les paramètres linéiques de la ligne, pris suivant une moyenne de mesures. Il serait judicieux d'introduire des discontinuités et quantifier alors les performances des deux méthodes.

Concernant à présent les travaux effectués sur le réseau électrique domestique, et notamment sur l'optimisation de sa fonction de transfert, un certain nombre d'études complémentaires est également envisageable.

En effet, nous avons développé une méthode d'adaptation des prises électriques pour ne plus que leur état de branchement introduise des perturbations sur le réseau électrique domestique. En ce sens, la fonction de transfert a été stabilisée à un niveau compris, dans l'exemple traité, entre -11 et -6 dB. Des études complémentaires devraient être menées afin d'essayer de remonter ce niveau, pour obtenir un rapport signal à bruit plus intéressant et se protéger davantage des perturbateurs quels qu'ils soient.

D'autre part, une étude paramétrique devrait également être envisagée afin de déterminer s'il est nécessaire de brancher les dispositifs d'adaptation sur toutes les prises murales de la maison, ou uniquement sur celles situées entre l'émetteur et le récepteur CPL.

Liste des contributions

Brevet

S. ROBLOT, C. ROBLOT, A. ZEDDAM, Amélioration du canal de transmission constitué par le réseau électrique basse tension par adaptation au niveau des prises électriques, N° de dépôt : FR0758365, 2007.

Revue scientifique

S. ROBLOT, A. ZEDDAM, A. REINEIX, "Amélioration des performances des systèmes à haut débit par une méthode de réduction de la diaphonie dans les câbles multiconducteurs de télécommunications", *Annales des télécommunications*, vol. 62, septembre-octobre 2007.

Conférences internationales avec comité de lecture

S. ROBLOT, F. MOULIN, A. ZEDDAM, A. REINEIX, "Method of crosstalk reduction in a multiconductor telecommunication cable", *EMC Wroclaw 2006 symposium*, Wroclaw, Pologne, 2006.

S. ROBLOT, A. ZEDDAM, A. REINEIX, "On cancelling crosstalk by transmitting signals following a particular combination of modes", *EMC Europe Workshop*, Paris, France, 2007.

S. ROBLOT, A. ZEDDAM, A. REINEIX, "On eliminating crosstalk in a multiconductor telecommunication cable", *EMC IEEE symposium*, Honolulu, Etats-Unis, 2007.

S. ROBLOT, A. ZEDDAM, A. REINEIX, "On reducing crosstalk in shielded telecommunication cables", *North American URSI meeting 2007*, Ottawa, Canada, 2007.

S. ROBLOT, A. ZEDDAM, A. REINEIX, "On improving xDSL performances by applying particular methods of crosstalk reduction", *EMC Zurich Symposium 2007*, Munich, Allemagne, 2007.

S. ROBLOT, A. ZEDDAM, "Improvement of Indoor Power Line Channel Response", soumis au congrès *ISPLC 2008*, Jeju Island, Corée, avril 2008.

Conférences nationales avec comité de lecture

S. ROBLOT, F. MOULIN, A. ZEDDAM, A. REINEIX, "Méthode de réduction de la diaphonie dans un câble de télécommunications blindé", *Congrès CEM 2006*, St-Malo, France, 2006.

S. ROBLOT, P. PAGANI, A. ZEDDAM, A. REINEIX, "Caractérisation et réduction de la diaphonie dans une quarte de câble de télécommunications ", soumis au congrès *CEM 2008*, Paris, France, 2008.

Bibliographie

- [AME80] **A. AMETANI**
"A general formulation of impedance and admittance of cables"
IEEE Trans. On Power apparatus and systems, vol. PAS-99, N°3, 1980.
- [AVR07] **G. AVRIL, F. GAUTHIER, F. MOULIN, A. ZEDDAM, F. NOUVEL**
"Characterization of time variation of the power line frequency response simultaneously with impulse noise"
International Symposium of PLC and its applications, Pise, 2007.
- [BAB05] **Y. BABA, V. A. RAKOV**
"Influence of the presence of a tall strike object on lightning electromagnetic fields "
J. Geophys. Res., 2005.
- [BAR92] **B. BARSAT**
"Etude théorique et expérimentale de la diaphonie des lignes multiconducteurs arborescentes"
Mémoire du CNAM de Montluçon, 1992.
- [BEL81] **A.G. BELL**
Telephone circuit
US patent n°244.426, 1881.
- [BES93] **P. BESNIER**
"Etude des couplages électromagnétiques sur les réseaux de lignes de transmission non uniformes à l'aide d'une approche topologique"
Thèse de l'Université de Lille, 1993.
- [BEY96] **J.P. BEYSSON**
"Guide pratique de la météorologie"
Reader's Digest, 1996.
- [BIG03] **E. BIGLIERI**
"Coding and modulation for a horrible channel"
IEEE Communication Magazine, vol. 41, n°5, pp. 92-98, 2003.
- [BRO03] **F. BROYDE**
"Eliminer radicalement la diaphonie dans les interconnexions"
Electronique, No. 140, pp.57-61, 2003.
- [CAN02] **F. J. CANETE, L. DIEZ, J. A. CORTES, J.T. EMTRAMBASAUAS**
"Broadband modeling of indoor power line channels"
6th International Symposium of PLC and its applications, Athens, 2002.
- [CAS93] **F. DU CASTEL**
"Les télécommunications"
France Télécom, 1993.

- [CHA92] A. CHAROY**
 "Compatibilité électromagnétique : sources, couplages et effets"
Dunod, 1992.
- [CIA04a] T. CIAMULSKI, W.K. GWAREK**
 "A study of feeding options aimed at cancelling crosstalk in multiconductor transmission lines"
2004 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, pp. 1631-1634, 2004.
- [CIA04b] T. CIAMULSKI, W.K. GWAREK**
 "On eliminating crosstalk within multiconductor transmission lines"
IEEE microwave wireless components letters, vol. 14, No. 6, pp. 298-300, 2004.
- [CIA04c] T. CIAMULSKI, W.K. GWAREK**
 "On a possibility of crosstalk-free propagation of signals in coupled transmission lines"
EMC Wroclaw Symposium, 2004.
- [COR99] J.P. CORNIL**
 "Building an ADSL modem"
The basics, AACD 1999.
- [CRU05] M. CRUSIERE**
 "Etude et optimisation de communications à haut débit sur lignes d'énergie : exploitation de la combinaison OFDM / SDMA"
Thèse de l'INSA de Rennes, 2005.
- [DAG95] O. DAGUILLON**
 "Prise en compte de la complexité des installations du réseau de France Télécom dans le cadre de l'étude théorique et expérimentale des phénomènes de couplage électromagnétique"
Thèse de l'université de Clermont-Ferrand, 1995.
- [DAR88] A. DARCHERIF**
 "Contribution à la modélisation des phénomènes d'interférences électromagnétiques dans les réseaux électriques"
Thèse de l'Institut National Polytechnique de Grenoble, 1988.
- [DEG02] V. DEGARDIN**
 "Analyse de la faisabilité d'une transmission de données haut débit sur le réseau électrique basse tension"
Thèse de l'Université de Lille, 2002.
- [DEG90] P. DEGAUQUE, J. HAMELIN**
 "Compatibilité électromagnétique : bruits et perturbations radioélectriques"
Dunod - Collection technique et scientifique des télécommunications, 1990.
- [DOS04] K. DOSTERT**
 "EMC aspects of high speed powerline communications"
IEEE International Symposium and Exhibition on EMC, p. 98-102, 2004.
- [GAG01] M. GAGNAIRE**
 "Boucle d'accès haut débit"
Dunod, 2001.

- [GAR74] **C. GARY**
 "L'effet couronne"
Les techniques de l'ingénieur, réf. D6403, 1974.
- [GAR96] **D. GARDAN, J. LE ROCH, M. NEDELEC**
 "Modèle de couplage de paradiaphonie et télédiaphonie en fonction du nombre de perturbateurs dans les câbles du réseau local"
France Télécom R&D, Rapport : FT.CNET/LAB/RSD/DVS/43/DG, 1996.
- [GED03] **M. GEDHART, F. WEINMANN, K. DOSTERT**
 "Physical and regulatory constraints for communication over the power supply grid"
IEEE Communication Magazine, n° 5, p. 84-90, 2003.
- [GOR98] **W. GORALSKI**
 "ADSL and DSL technologies"
MacGraw-Hill, 1998.
- [HAM82] **J. HAMELIN, C. LETEINTURIER**
 "La foudre"
L'écho des recherches, n°108, avril 1982, et n°109, 1982.
- [HAS06a] **F. HASSOUN, R. TARAFAI, A. ZEDDAM**
 "Calculation of Per-Unit-Length parameters for shielded and unshielded twisted pair cables"
EMC Zurich symposium, 2006.
- [HAS06b] **F. HASSOUN**
 "Etude de l'émission électromagnétique générée par une transmission haut débit sur un réseau de type xDSL ou PLC"
Thèse de l'Université de Clermont-Ferrand, 2006.
- [HAS97] **E. HASELOFF**
 "Application of advanced high speed Cmos circuits"
Design considerations for logic products, Texas Instruments, 1997.
- [HEU05] **L. HEUZE, W. KWAME, Z. HAKIMA**
 "Nouvelles technologies réseaux : les Courants Porteurs en Ligne",
Ecole Ingénieurs 2000, Support de cours, 2005.
- [HOM07] "<http://www.homeplug.org/home>"
- [KER93] **K. KERROUM, F. PALADIAN**
 "Extension du code de calcul LINEF"
LASMEA-URA CNRS N°1793 - Equipe Electromagnétisme, Rapport
- [KER94] **K. KERROUM, F. PALADIAN, J. FONTAINE, M. VAUTIER, A. ZEDDAM**
 "Approche globale du couplage d'une onde électromagnétique avec un système de câbles multifilaires. Notion de conducteur équivalent"
Congrès CEM 2004, Toulouse, pp. 247-252, 1994.
- [KRI96] **E.P. KRIDER, R.G. ROBLE**
 "The earth electrical environment"
National Academy Press, 1986.

- [KUO94] J.T. KUO, C.K.C. TZUANG**
 "A termination scheme for high speed pulse propagation on a system of tightly coupled coplanar strips"
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol.42, No.6, 1994.
- [LEP98] L. LE POULENNEC et al.**
 "Caractérisation de l'environnement électromagnétique du réseau de France télécom en vue du déploiement des systèmes hauts débits"
Congrès CEM 98, pp. D5-13 – D5.18, Brest, 1998.
- [LET80] C. LETEINTURIER**
 "Champ électromagnétique émis par une décharge orageuse. Modèle théorique intégrant les variations de la résistivité du sol"
Thèse de l'Université de Rennes I, 1980.
- [MAN98] N. MANDEA**
 "Comment et pourquoi étudier le champ magnétique terrestre"
Institut de Physique du Globe de Paris, Rapport, 1998.
- [MAR05] E. MARTHE**
 "Power Line Communications : analyse des problèmes de compatibilité électromagnétique dans le domaine des courants porteurs en ligne"
Thèse de l'Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne, 2005.
- [MEN02] H. MENG, S. CHEN, Y. L. GUAN, C. L. LAW, P. L. SO, E. GUNAWAN, T.T. LIE**
 "A transmission line model for high frequency power line communication channel"
5th International Conference on Power System Technology, 2002.
- [MEN04] H. MENG, S. CHEN, Y. L. GUAN, C. L. LAW, P. L. SO, E. GUNAWAN, T.T. LIE**
 "Modeling of transfer characteristics for the broadband power line communication channel"
IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 19, No. 3, 2004.
- [MOU06] F. MOULIN, F. GAUTHIER, J.M. DEBRAUX, G. AVRIL**
 "Caractérisation du canal PLC"
France Télécom, Rapport FT/R&D,RESA/FACE/06.342/FM, 2006.
- [NDA05] P. NDA AMOIKON**
 "Impact du bruit impulsif sur les transmissions SDSL"
Thèse de l'INSA de Rennes, 2005.
- [PAR91] J.P. PARMANTIER**
 "Approche topologique pour l'étude des couplages électromagnétiques"
Thèse de l'Université de Lille, 1991.
- [PAU79] C.R. PAUL**
 "Prediction of crosstalk involving twisted pairs of wires Part II : A simplified low frequency prediction model"
IEEE Trans on Electromagnetic Compatibility, vol. EMC -21, 1979.
- [PAU92] C. PAUDROUX**
 "Etude de l'incidence des paramètres primaires des lignes couplées sur la précision de prédiction de l'amplitude des parasites induits sur des torons multifilaires"
Thèse de l'Université de Lille, 1992.
- [PAU94] C.R. PAUL**
 "Analysis of Multiconductor Transmission Lines"
John Wiley & Sons, New-York, 1994.

- [PAU96] **C.R. PAUL**
 "Decoupling the multiconductor transmission lines equations"
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol.44, No.8, p 1429-1440, 1996.
- [PET05] **E. PETRACHE, F. RACHIDI, M. PAOLONE, C. A. NUCCI, V. A. RAKOV, M. A. UMAN**
 "Lightning induced disturbances in buried cables – Part 1 : Theory"
IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, vol. 47, No. 3, 2005.
- [PRA74] **P.M. PRACHE et al.**
 "Cours de lignes à grande distance"
 Eyrolles, Paris, 1974.
- [PTT82] **PTT Télécommunications**
 "Les télécommunications françaises"
 Ministère des Télécommunications, 1982.
- [PUJ95] **PUJOLLE**
 "Les réseaux"
 Eyrolles, 1995.
- [RAC81] **F. RACHIDI-HAERI**
 "Effets électromagnétiques de la foudre sur les lignes de transmissions aériennes. Modélisation et simulation"
Thèse de L'école Polytechnique Fédérale de Lausanne, 1991.
- [RIB05] **J. RIBEIRO**
 "Etude des risques de défaillances d'un réseau de télécommunications soumis aux effets directs ou indirects de la foudre"
Thèse de l'Université de Clermont-Ferrand, 2005.
- [ROB06a] **S. ROBLLOT, F.MOULIN, A. ZEDDAM, A. REINEIX**
 "Méthode de réduction de la diaphonie dans un câble de télécommunications blindé"
Congrès CEM 2006, pp. 216-221, 2006.
- [ROB06b] **S. ROBLLOT, F.MOULIN, A. ZEDDAM, A. REINEIX**
 "Method of crosstalk reduction in a multiconductor telecommunication cable"
EMC Wroclaw 2006 symposium, pp. 216-221, 2006.
- [ROB07a] **S. ROBLLOT, A. ZEDDAM, A. REINEIX**
 "Amélioration des performances des systèmes à haut débit par une méthode de réduction de la diaphonie dans les câbles multiconducteurs de télécommunications"
Annales des télécommunications, septembre – octobre 2007.
- [ROB07b] **S. ROBLLOT, A. ZEDDAM, A. REINEIX**
 "On cancelling crosstalk by transmitting signals following a particular combination of modes"
EMC Europe Workshop, Paris, 2007.
- [ROB07c] **S. ROBLLOT, A. ZEDDAM, A. REINEIX**
 "On eliminating crosstalk in a multiconductor telecommunication cable"
EMC IEEE symposium, Honolulu, 2007.
- [ROB07d] **S. ROBLLOT, A. ZEDDAM, A. REINEIX**
 "On reducing crosstalk in shielded telecommunication cables"
North American URSI meeting 2007, Ottawa, 2007.

- [ROB07e] S. ROBLOT, A. ZEDDAM, A. REINEIX**
 "On improving xDSL performances by applying particular methods of crosstalk reduction"
EMC Zurich Symposium 2007, Munich, 2007.
- [ROB07f] S. ROBLOT**
 "Improvement of Indoor Power Line Channel Response"
Soumis au congrès ISPLC Symposium 2008, Jeju Island, Corée, 2008.
- [ROB07g] S. ROBLOT, C. ROBLOT, A. ZEDDAM**
 "Amélioration du canal de transmission constitué par le réseau électrique basse tension par adaptation au niveau des prises électriques", Brevet N° FR0758365, 2007
- [ROB07h] C. ROBLOT**
 "Analyse et optimisation de la fonction de transfert des réseaux électriques domestiques en vue de l'amélioration des performances des systèmes à Courants Porteur en ligne (CPL)"
Ecole Nationale Supérieure de Télécommunications de Bretagne, Rapport de stage, 2007.
- [STA00] T. STARR, J.M. CIOFFI, P.J. SILVERMAN**
 "Understanding Digital Subscriber Line Technology"
Prentice-hall, Inc. N.J., 2000.
- [TAR98] R. TARAfi**
 "Etude des perturbations électromagnétiques induites dans une installation domestique complète"
Thèse de l'Université de Bretagne Occidentale, 1998.
- [TES97] F. TESCHe, M. IANOZ, T. KARLSSON**
 "EMC analysis methods and computational models"
John Wiley & sons, 1997.
- [TLI06] M. TLICH**
 "Augmentation des performances des systèmes DSL par allocation dynamique de spectre"
Thèse de l'Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications de Paris, 2006.
- [TLI07] M. TLICH, A. ZEDDAM, F. MOULIN, F. GAUTHIER, G. AVRIL**
 "A broadband power line channel generator"
11th International Symposium of PLC and its applications, Pise, 2007.
- [TSU01] S. TSUZUKI, S. YAKAMOTO, T. TAKAMATSU, Y. YAMADA**
 "Measurement of japanese indoor PLC"
5th International Symposium of PLC and its applications, Sweden, 2001.
- [TSU02] S. TSUZUKI, T. TAKAMATSU, H. NISHIO, Y. YAMADA**
 "An estimation method of the transfer function of power line channels for japanese houses"
6th International Symposium of PLC and its applications, Athens, 2002.
- [VAB72] J.-P. VABRE**
 "Electronique des impulsions – Lignes couplées en régime transitoire : couplages et parasitages entre lignes"
Masson & Cie, 1972.

- [VAU93] M. VAUTIER**
"Etude des phénomènes de couplage électromagnétique dans les faisceaux de câbles multifilaires de télécommunications"
Thèse de l'Université de Clermont-Ferrand, 1993.
- [VED92] F. VEDEL**
"Etude théorique et expérimentale des perturbations électromagnétiques sur des câbles coaxiaux ou multipaires induites par des lignes d'énergie"
Mémoire du CNAM de Montluçon, 1992.
- [ZED88] A. ZEDDAM**
"Couplage d'une onde électromagnétique rayonnée par une décharge orageuse à un câble de télécommunications"
Thèse de l'Université de Lille, 1988.
- [ZIM02] M. ZIMMERMANN, K. DOSTERT**
"Analysis and modeling of impulse noise in broadband power line communications"
IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, vol. 44, No. 1, 2002

Annexe 1

Paramètres linéiques du câble S98 28 conducteurs

Matrice capacité linéique (pF/m) du câble composé de 28 conducteurs (multiplier les termes non diagonaux par -1):

$$C = \begin{pmatrix} 115 & 4.78 & 30.5 & 31.2 & 1.66 & 1.88 & 1.54 & 1.97 & 2.65 & 1.39 & 1.75 & 2.08 & 1.5 & 2.3 & 2.76 & 0.92 & 1.63 & 1.9 & 2.52 & 1.6 & 2.05 & 2.04 & 1.99 & 2 & 2.41 & 1.29 & 1.41 & 2.37 \\ & 117 & 31.3 & 30.7 & 1.8 & 1.84 & 1.78 & 2.06 & 1.33 & 2.92 & 2.4 & 1.9 & 2.6 & 1.4 & 1.17 & 2.86 & 2.55 & 1.5 & 1.3 & 2.55 & 2 & 1.9 & 2 & 2 & 1.5 & 2.4 & 1.97 & 1.52 \\ & & 116 & 3.13 & 1.96 & 1.83 & 1.91 & 1.77 & 2.35 & 1.86 & 3.02 & 1.43 & 1.25 & 2.67 & 1.43 & 2.4 & 1.51 & 2.6 & 1.65 & 2.19 & 2.06 & 2.06 & 2.03 & 2 & 2.31 & 1.4 & 2.62 & 1.7 \\ & & & 117 & 2.15 & 1.96 & 2.02 & 2.04 & 1.77 & 2.4 & 1.51 & 2.99 & 3.04 & 0.99 & 2.52 & 1.53 & 2.7 & 1.5 & 1.86 & 1.9 & 1.89 & 2.12 & 2.05 & 1.98 & 1.59 & 2.06 & 1.58 & 2.49 \\ & & & & 117.5 & 4.55 & 32.18 & 32.11 & 2.87 & 3.01 & 2.45 & 2.44 & x & x & x & x & x & 0.02 & 0.01 & 0.01 & x & x & x & x & 2.52 & 2.58 & 2.45 & 2.64 \\ & & & & & 118 & 32.9 & 32.34 & 2.41 & 2.67 & 2.9 & 2.46 & x & x & x & x & 0.06 & 0.02 & 0.04 & 0.03 & 0.03 & 0.01 & 0.01 & x & 2.49 & 2.44 & 2.32 & 2.45 \\ & & & & & & 118 & 4.12 & 2.73 & 2.9 & 2.54 & 2.77 & x & x & x & x & 0.03 & 0.01 & 0.02 & 0.04 & 0.05 & 0.02 & 0.01 & 0.04 & 2.35 & 2.57 & 2.44 & 2.47 \\ & & & & & & & 118 & 2.6 & 2.55 & 2.66 & 2.6 & x & x & x & x & 0.014 & 0.02 & 0.03 & 0.066 & 0.05 & 0.02 & 0.017 & 0.04 & 2.56 & 2.5 & 2.6 & 2.5 \\ & & & & & & & & 118.4 & 4.8 & 31.5 & 31.8 & 2.93 & 2.86 & 2.64 & 2.85 & 0.04 & 0.11 & 0.017 & 0.03 & x & x & x & x & x & x & x & 0.06 \\ & & & & & & & & & 118.4 & 30.8 & 31.8 & 2.53 & 2.6 & 2.43 & 2.51 & 0.08 & 0.28 & 0.06 & 0.03 & x & x & x & 0.02 & x & 0.01 & 0.02 & x \\ & & & & & & & & & & 118 & 5.45 & 2.73 & 2.7 & 2.82 & 2.57 & 0.06 & 0.08 & 0.03 & 0.06 & x & x & x & x & 0.01 & x & x & x \\ & & & & & & & & & & & 119 & 2.73 & 2.45 & 2.3 & 2.88 & 0.05 & 0.045 & 0.018 & 0.022 & x & x & x & x & 0.015 & 0.013 & 0.022 & x \\ & & & & & & & & & & & & 119.8 & 4.82 & 31.5 & 31.12 & 2.88 & 2.67 & 2.4 & 2.7 & x & x & x & x & 0.018 & 0.03 & 0.05 & 0.018 \\ & & & & & & & & & & & & & 119.3 & 31.65 & 33 & 2.83 & 2.65 & 3.15 & 2.33 & x & x & x & x & 0.025 & 0.022 & 0.062 & 0.08 \\ & & & & & & & & & & & & & & 118.5 & 5.016 & 2.92 & 2.44 & 2.76 & 2.56 & x & x & x & x & 0.095 & 0.07 & 0.095 & 0.12 \\ & & & & & & & & & & & & & & & 119.4 & 2.48 & 2.77 & 2.66 & 2.63 & x & x & x & x & 0.06 & 0.06 & 0.172 & 0.057 \\ & & & & & & & & & & & & & & & & 117.4 & 4.66 & 31.88 & 31.32 & 2.63 & 2.66 & 2.36 & 2.57 & 0.038 & 0.09 & 0.06 & x \\ & & & & & & & & & & & & & & & & & 116.3 & 31.2 & 31.6 & 2.74 & 2.79 & 2.88 & 2.71 & 0.034 & 0.025 & 0.02 & 0.009 \\ & & & & & & & & & & & & & & & & & & 116.9 & 5.1 & 2.77 & 2.56 & 2.63 & 2.79 & 0.038 & 0.022 & 0.082 & 0.03 \\ & & & & & & & & & & & & & & & & & & & 117.3 & 2.81 & 2.91 & 2.66 & 2.96 & 0.01 & 0.02 & 0.015 & 0.045 \\ & 118.2 & 4.29 & 33.1 & 33 & 2.66 & 2.58 & 2.82 & 2.47 \\ & 118.5 & 33.6 & 33 & 2.49 & 2.53 & 2.51 & 2.58 \\ & 117.9 & 4.42 & 2.53 & 2.66 & 2.48 & 2.48 \\ & 118.2 & 2.66 & 2.58 & 2.42 & 2.57 \\ & 118.2 & 4.75 & 32.84 & 32.86 \\ & 118 & 33.12 & 33 \\ & 117 & 4.24 \\ & 117.4 \end{pmatrix}$$

Matrice capacité linéique (pF/m) du câble composé de 12 conducteurs (1, 2, 3, 4, 13, 14, 15, 16, 21, 22, 23, 24) + le conducteur équivalent regroupant les 16 autres conducteurs :

$$C = \begin{pmatrix} 115 & -4.78 & -30.5 & -31.2 & -1.5 & -2.3 & -2.76 & -0.92 & -2.05 & -2.04 & -1.99 & -2 & -30.5 \\ & 117 & -31 & -30.7 & -2.6 & -1.4 & -1.17 & -2.86 & -2 & -1.9 & -2 & -2 & -31.32 \\ & & 116 & -3.13 & -1.25 & -2.67 & -1.43 & -2.4 & -2.06 & -2.06 & -2.03 & -2 & -32.11 \\ & & & 117 & -3.04 & -0.99 & -2.52 & -1.53 & -1.89 & -2.12 & -2.05 & -1.98 & -32.52 \\ & & & & 119.8 & -4.82 & -31.5 & -31.12 & 0 & 0 & 0 & 0 & -21.69 \\ & & & & & 119.3 & -31.65 & -33 & 0 & 0 & 0 & 0 & -21.76 \\ & & & & & & 118.5 & -5.02 & 0 & 0 & 0 & 0 & -21.25 \\ & & & & & & & 119.4 & 0 & 0 & 0 & 0 & -21.70 \\ & & & & & & & & 118.2 & -4.29 & -33.1 & -33 & -21.61 \\ & & & & & & & & & 118.5 & -33.6 & -33 & -21.08 \\ & & & & & & & & & & 117.9 & -4.42 & -20.72 \\ & & & & & & & & & & & 118.2 & -21.36 \\ & & & & & & & & & & & & 440.47 \end{pmatrix}$$

Annexe 2

Méthode de mesure des paramètres linéiques

Détermination des paramètres propres

Pour déterminer les impédances linéiques propres, il suffit de mesurer l'impédance d'entrée de chaque conducteur. Pour cela, tous les conducteurs sont court-circuités à l'extrémité $x = L$, et sont en circuit ouvert en $x = 0$, à l'exception de celui dont on cherche à mesurer l'impédance d'entrée et qui est excité par un générateur, comme l'indique la figure A1.

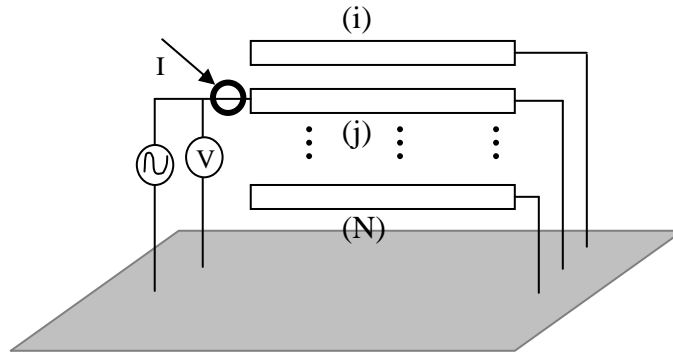


Figure A1 - Configuration d'excitation pour la mesure de l'impédance propre

Puisque toutes les tensions sont nulles en $x = L$ ainsi que les courants à l'extrémité $x = 0$, sauf pour le fil j , l'impédance d'entrée est donnée par :

$$Z_{jj} = \frac{1}{L} \frac{V_{j(0)}}{I_j} \bigg|_{I_i=0, i \neq j, i=1,2,\dots,N} \quad (A1)$$

Si on néglige la résistance linéique des conducteurs, l'expression précédente peut s'écrire :

$$L_{jj} = \frac{1}{j\omega L} \frac{V_{j(0)}}{I_j} \bigg|_{I_i=0, i \neq j, i=1,2,\dots,N} \quad (A2)$$

avec L_{ij} l'inductance propre du conducteur j .

La détermination de l'admittance propre est effectuée sur le même principe, c'est-à-dire en mesurant l'admittance d'entrée de chaque conducteur. Pour ce faire, tous les conducteurs sont connectés à la masse à l'extrémité $x = 0$, et sont en circuit ouvert en $x = L$. Le conducteur dont on mesure l'inductance est excité en $x = 0$.

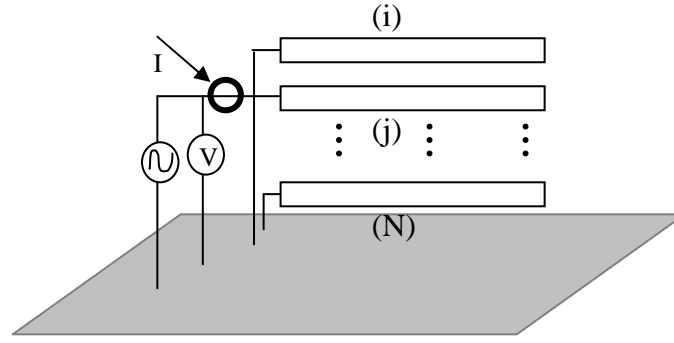


Figure A2 - Configuration d'excitation pour la mesure de l'admittance propre

Les courants étant nuls en $x = L$, ainsi que les tensions en $x = 0$, l'admittance d'entrée s'obtient à partir de l'expression (A3) si on néglige la conductance linéique des fils :

$$Y_{jj} = \frac{1}{L} \frac{I_{j(0)}}{V_j} \bigg|_{V_i=0, i \neq j, i=1,2,\dots,N} \quad \text{soit} \quad C_{jj} = \frac{1}{j\omega L} \frac{I_{j(0)}}{V_j} \bigg|_{V_i=0, i \neq j, i=1,2,\dots,N} \quad (\text{A3})$$

C_{ij} est la capacité linéique du conducteur j .

Détermination des paramètres mutuels

L'impédance mutuelle entre deux conducteurs i et j est mesurée en court-circuitant les fils à l'une de leurs extrémités comme indiqué sur le schéma de la figure A3.

Le conducteur i étant excité par un générateur, nous mesurons la tension induite sur le fil j . Puisque le courant est nul à l'extrémité $x = 0$ sur tous les autres conducteurs, l'impédance mutuelle entre deux i et j peut se mettre sous forme suivante :

$$Z_{ji} = \frac{1}{L} \frac{V_{j(0)}}{I_i} \bigg|_{I_k=0, k \neq i, k=1,2,\dots,N} \quad (\text{A4})$$

En négligeant le terme résistif, l'inductance mutuelle entre deux conducteurs est donnée par :

$$L_{ji} = \frac{1}{j\omega L} \frac{V_{j(0)}}{I_i} \bigg|_{I_k=0, k \neq i, k=1,2,\dots,N} \quad \text{avec } L_{ij} = L_{ji} \quad (\text{A5})$$

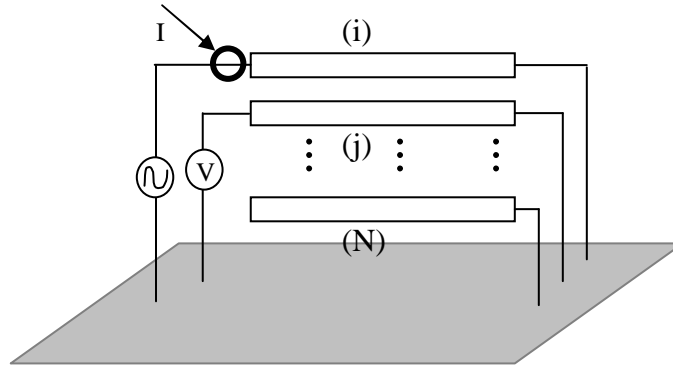


Figure A3 - Configuration d'excitation pour la mesure de l'impédance mutuelle

Pour la détermination de l'admittance mutuelle, les conducteurs sont en circuit ouvert en $x = L$, comme indiqué sur la figure A4.

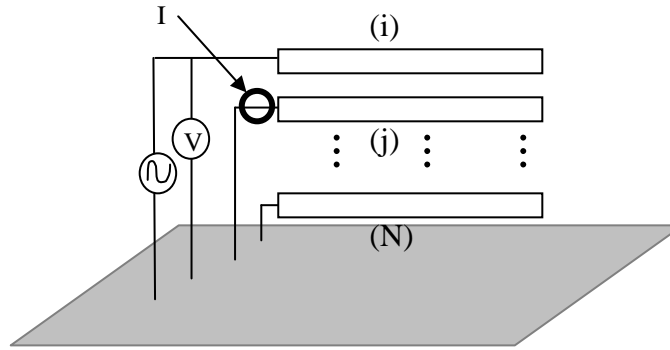


Figure A4 - Configuration d'excitation pour la mesure de l'admittance mutuelle

Sachant que le courant est nul en $x = L$ pour tous les conducteurs, l'admittance mutuelle entre deux i et j peut se mettre sous forme suivante :

$$Y_{ji} = \frac{1}{L} \frac{I_{j(0)}}{V_i} \bigg|_{I_k=0, k \neq i, k=1,2,\dots,N} \quad (\text{A6})$$

Si on néglige le terme conductance, la capacité mutuelle entre le conducteur i et le conducteur j est donnée par :

$$C_{ji} = \frac{1}{j\omega L} \frac{I_{j(0)}}{V_i} \bigg|_{I_k=0, k \neq i, k=1,2,\dots,N} \quad \text{avec } C_{ij} = C_{ji} \quad (\text{A7})$$

Résumé

La particularité des systèmes xDSL (Digital Subscriber Line) et CPL (Courants Porteurs en ligne) est de réutiliser des supports de transmission existants, à savoir l'infrastructure téléphonique et le réseau électrique domestique. Ces deux techniques présentent ainsi l'avantage d'optimiser l'utilisation de ces media de communication. Néanmoins les supports filaires utilisés n'étaient pas initialement destinés à la transmission d'informations à haut débit et des problèmes de Compatibilité Electromagnétique (CEM) se posent inévitablement.

Dans ce contexte, ce travail de thèse étudie les problèmes de CEM dans les réseaux filaires supports des hauts débits, à partir des caractéristiques physiques des supports de transmission. Des solutions innovantes sont proposées pour la réduction de la diaphonie dans les réseaux téléphoniques multifilaires transportant les signaux xDSL; puis pour l'amélioration de la fonction de transfert du réseau électrique domestique, support des CPL.

Abstract

The specificity of xDSL (Digital Subscriber Line) and PLC (Power Line Communications) systems lies in the fact that they reuse the existing networks such as telephonic infrastructure and power line network. These techniques have the significant advantage of optimizing the use of these media of communication. Nevertheless, those last were not initially intended to transmit high bit rate signals and their use at higher frequencies involves some problems of Electromagnetic Compatibility (EMC).

This way the main concern of this PhD work consists in studying EMC aspects in wire networks that support high bit rate signals, considering the physical characteristics of the various media of transmission. Some innovative solutions are proposed for reducing crosstalk in multiconductor telephonic networks transmitting xDSL signals and for improving the transfer function of power line networks supporting PLC systems.

Mots Clés

Câble multifilaire de télécommunications
Théorie des lignes de transmission
Diaphonie
xDSL

Modes propres de propagation
Adaptation d'impédance
Fonction de transfert
CPL